

国防电子信息技术丛书

Introduction to Radar Systems, Third Edition

# 雷达系统导论 (第三版)

[美] Merrill I. Skolnik 著

左群声 徐国良 等译  
马 林 王德纯  
王德纯 方能航 审校



电子工业出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>





# 国防电子信息技术丛书

## Introduction to Radar Systems, Third Edition

本书完全覆盖雷达系统与技术的基本理论，既适用于高校学生，也适用于从事科研的工程师。本书是Skolnik博士讲授多年的雷达系统导论研究生教材，也是Skolnik博士作为雷达工程师长期科研经验的总结。本书适合于对雷达感兴趣的或涉足雷达领域的任何读者。

本书第三版进行了全面修订。内容包括近年来雷达技术的诸多进展，以及雷达基本理论的补充等。内容简明清晰，易于理解。与前两版普及性雷达书籍一样，本书所介绍的作为电子工程系统的雷达不仅可用于军事，也可大量应用于民用。

### 本书主要特点

- ▶ 每章后附有大量习题
- ▶ 增加和更新数字化技术、自动检测和跟踪、多普勒技术、机载雷达和目标识别等主题内容
- ▶ 所有章节根据作者教学经验进行了重组

### 作者简介

#### Skolnik 博士

美国国家工程院院士，IEEE会士。担任美国海军研究实验室雷达分部负责人已有30余年，第一个在雷达技术与应用方面获得IEEE Dennis J. Picard奖章；同时是IEEE Harry钻石奖，Johns Hopkins大学著名男毕业生奖，以及美国海军著名文官服务奖的获得者。



[www.mheducation.com](http://www.mheducation.com)

ISBN 978-7-121-22056-2



9 787121 220562 >

定价：89.00 元



责任编辑：马 岚

封面设计：李 雯



欢迎登录 **免费** 获取优质教学资源  
<http://www.hxedu.com.cn>



国防电子信息技术丛书

# 雷 达 系 统 导 论

(第三版)

**Introduction to Radar Systems, Third Edition**

[美] Merrill I. Skolnik 著

左群声 徐国良 马 林 王德纯 等译

王德纯 方能航 等校

電 子 工 業 出 版 社

**Publishing House of Electronics Industry**

北京 · BEIJING

## 内 容 简 介

本书是世界范围内具有较高认可度的雷达系统入门教材,系统覆盖了现代雷达的理论和技術。全书共分11章,分别讨论了雷达基本原理和方程,现代雷达技术体制,动目标指示和多普勒雷达技术,跟踪雷达技术,噪声中的信号检测技术,雷达信号的信息提取技术,雷达杂波特性和雷达波传播特点等,并详细介绍了雷达天线、雷达发射机和雷达接收机等分系统技术。

本书可作为高等院校电子工程专业的高年级本科生和研究生参考教材,也可作为相关专业工程技术人员

Merrill I. Skolnik

Introduction to Radar Systems, Third Edition

0-07-290980-3

Copyright© 2001 by McGraw-Hill Education

All Rights reserved. No part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including without limitation photocopying, recording, taping, or any database, information or retrieval system, without the prior written permission of the publisher.

This authorized Chinese translation edition is jointly published by McGraw-Hill Education (Asia) and Publishing House of Electronics Industry. This edition is authorized for sale in China Mainland.

Copyright© 2014 by McGraw-Hill Education (Asia), a division of McGraw-Hill Education (Singapore) Pte. Ltd. and Publishing House of Electronics Industry.

版权所有。未经出版人事先书面许可,对本出版物的任何部分不得以任何方式或途径复制或传播,包括但不限于复印、录制、录音,或通过任何数据库、信息或可检索的系统。

本授权中文简体字翻译版由麦格劳-希尔(亚洲)教育出版公司和电子工业出版社合作出版。此版本经授权仅限在中国大陆销售。

版权© 2014 由麦格劳-希尔(亚洲)教育出版公司与电子工业出版社所有。

本书封面贴有 McGraw-Hill Education 公司防伪标签,无标签者不得销售。

版权贸易合同登记号 图字:01-2003-7878

## 图书在版编目(CIP)数据

雷达系统导论:第3版/(美)斯科尼克(Skolnik, M. I.)著;左群声等译. —北京:电子工业出版社,2014.1  
(国防电子信息技術丛书)

书名原文: Introduction to Radar Systems, Third Edition

ISBN 978-7-121-22056-2

I. ①雷… II. ①斯… ②左… III. ① 雷达系统-教材 IV. ① TN95

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2013)第 287612 号

策划编辑:马 岚

责任编辑:马 岚

印 刷:三河市双峰印刷装订有限公司

装 订:三河市双峰印刷装订有限公司

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本:787×1092 1/16 印张:37 字数:948 千字

印 次:2014 年 1 月第 1 次印刷

定 价:89.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010)88254888。

质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn,盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010)88258888。



## 翻译委员会

主 任：左群声

副主任：徐国良 马 林 王德纯 赵玉洁 李宗强

委 员(以姓氏笔划为序)：

才永杰 马以亮 马 静 牛宝君 王仁德 王 东 王 玫 王荫槐  
邓大松 刘显庭 刘湘梅 朱兆麒 何孝芸 张 飏 李国成 汪 洋  
沙 舟 陆 健 陈绪元 周 琪 柯长海 相正平 唐晓东 曹向东  
梁海珊 谢 洁 雷旺敏

## 审校委员会

主 任：王德纯

副主任：方能航

委 员(以姓氏笔划为序)：

丁家会 于文震 马晓艳 王宏哲 史国庆 孙茂友 杜耀惟 邢文革  
何炳发 陈国海 周文瑜 郑 新 金 林 胡明春 唐晓东 徐春林  
郭崇贤 黄增兴 殷连生 程 钧 蒋微波 董树人 董士嘉

## 编辑委员会

主 任：陈 玲

副主任：张 坚 童勤勋

委 员：陆 萍 蔡晓睿 李 明 朱峥嵘 刘 芳

## 译者序

雷达是集中了现代电子科学技术先进成果的高科技系统。雷达是利用电磁波探测目标的电子装备。雷达发射的电磁波照射目标并接收其回波,由此来发现目标并测定位置、运动方向和速度及其他特性。经过近 70 年的发展,雷达已广泛应用于地面、车载、舰载、机载等平台方面,这些雷达已经和正在执行着国防军事和经济建设任务。近年来,雷达应用已向外空发展,出现了天基雷达,用于遥感成像、目标监视、预警等。现代雷达系统除了功能扩展外,其自身抗电子干扰能力和生存能力等也越来越受到人们关注。

Skolnik 博士编著的《雷达系统导论》是一本全面系统阐述雷达系统基础理论和工程技术的经典著作,第一版是在 1966 年出版的,当时受到了世界各国从事雷达系统与技术研究的工程技术人员和高校师生的广泛欢迎。60 年代以后,随着雷达技术的发展和现代电子技术的应用,出现了许多雷达新技术、新体制,作者于 1980 年对原书做了大量修改,出版了本书第二版。进入 21 世纪,作者对第二版再次进行了修改,于 2001 年出版了本书第三版。每一次再版,都体现了作者紧跟雷达系统技术发展的潮流,及时将雷达新技术反映在本书中。本书每章后都附有作业和习题及大量参考文献,便于读者进一步思考、学习和研究。这里需要补充说明的是:在本书中文版中,对于原文的人名、地名,以及函数、参数等的命名,已被其他中译著作广泛采用的译名,译文中均用其相应的中译名,其他则采用原文形式;书中所有公式的录排均参照原书。

本书由中国电子科技集团公司第十四研究所和中国人民解放军空军驻沪宁地区军事代表室组织翻译。本书在翻译出版过程中,得到了中国电子科技集团公司第十四研究所所长罗群研究员、电子工业出版社文宏武社长、电子工业出版社王志刚书记的大力支持,以及第十四研究所各部门领导与专家的大量帮助和支持,在此一并表示感谢。

对于翻译中的错误与不当之处,敬请指出,不胜感激!以便今后改正。

译者

# 前 言

自 1980 年本书第二版出版以来,雷达技术及其应用持续发展。自那时起出现了许多新的雷达系统:

- 增强型气象雷达(Nexrad 终端多普勒气象雷达、风廓线雷达、TRMM 卫星气象雷达和机载风切变检测雷达)
- 行星探索雷达(用于探索金星的麦哲伦雷达;用于探索提坦,即土星的一个行星的卡西尼雷达)
- 干涉型合成孔径雷达,用于场景的三维成像和对慢速运动表面目标的检测
- 逆合成孔径雷达,ISAR(用于舰船识别的 APS-137)
- 地面穿透雷达
- 相控阵雷达的批量生产(“爱国者”、“宙斯盾”、“铺路爪”和 B-1B 轰炸机雷达)
- 有源孔径相控阵雷达
- 弹道导弹防御雷达(地基雷达 GBR 和“箭”式导弹防御系统)
- 高频超视距雷达(ROTHR 和 Jindalee)
- 战场监视(JSTARS)雷达
- 用于环境遥感的雷达
- 改进的空中交通管制雷达
- 具有复杂多普勒处理的新型多功能军用战斗机/攻击机机载雷达

此外,在利用数字技术进行信号处理、数据处理和雷达控制方面已经取得广泛进展;利用多普勒现象对严重杂波环境中运动目标的检测取得显著改善;对来自地面和海面的雷达回波特性有了更好的理解;检测决策和信息提取实现了自动化;目标识别;固态发射机及功率电子管的进展;无人值守高可靠雷达系统的研制。而且,由于隐形(低横截面积目标)、低空/高空高速攻击机的发展,以及电子战技术能力的提高,都推动着军用雷达进行重大改进。

《雷达系统导论》第三版和先前两版一样,是以介绍雷达和雷达系统各方面基本原理的一学年研究生教材为基础的。本书可用于自学,也适合于从事雷达及有关系统的研制、采购、制造和应用各领域的工程师和管理人员参考。

对大多数工学院的课程目录的查阅表明,与系统有关的课程很少,而正是有了系统,才有电子工程的存在。工程的核心就是设计一个系统以实现某些有用的功能。雷达是电子工程系统的一个典型的例子,它利用了被电子工程师们实际应用的许多专业技术,包括信号处理、数据处理、波形设计、电磁散射、检测、参数估计、信息提取、天线、传播、发射机和接收机等。由于这些专题对雷达系统会产生影响,因此,是本文中对雷达讨论的一部分内容。有些只是一带而过,对另一些则作比较详细的讨论。

本书还包括一些关于雷达的专门内容:对雷达基本了解所必需的并可作为系统设计工具的距离方程;在动目标显示(MTI)雷达和脉冲多普勒雷达中一样,都是利用多普勒频移将运动目标回波从接收到的静止(杂波)环境回波中区分开来;用单脉冲和圆锥扫描雷达跟踪目标;用



监视雷达跟踪目标;雷达信号的检测;使信-噪比最大的匹配滤波器;雷达测量精度,以及影响雷达性能的自然环境回波的特性。

第三版和第二版一样,进行了大量修订。几乎每一段都有改变或整段替换。章节的顺序也重新安排,以反映作者在他自己讲授的研究生课程中是如何讲授这些材料的。第一学期(第1~4章)通过非常重要且广泛应用的雷达距离方程的推导,利用多普勒频移从非常严重的陆地杂波和海杂波回波中提取微弱的运动目标回波,以及利用雷达进行运动目标跟踪等介绍许多基本的雷达概念。第8章关于雷达波传播的大部分材料通常包括在第一学期中,并且作为第2章雷达方程的一部分来讨论。第二学期(第5~7章和第9章)涵盖噪声中信号检测、雷达信号中信息提取、波形,当限制雷达性能的主要因素是杂波而不是噪声时的目标检测和雷达天线的许多形式。当时间允许时,讨论雷达发射机和接收机,以及回顾一些重要的雷达应用(不是本书的一部分)。有时,发射机或接收机课题在第一学期中通过让学生提供关于这些雷达分系统某一方面的小论文来介绍。

第二版中许多课题由于有许多新的资料和其重要性的提高,在第三版中得到了扩充。由于出版商要求本书保持一个合理的字数,因此,不得不去除一些课题以允许其他内容的扩充。去除的是一些已变得过时的课题,例如,相控阵天线中移相的一些方法和用于调频脉冲压缩的各种色散延迟线。第二版第3章关于连续波雷达和调频雷达由于利用这两种雷达越来越少而被略去了。低功率连续波雷达和调频连续波雷达还将用于一些特殊应用,因而,简要地包括在本书第3章末尾,但远程高功率连续波雷达由于其收、发需要单独分开的天线,基本上已被采用单个天线的脉冲多普勒雷达所取代。另外被删除的是第二版的最后一章,该章由关于各种系统课题的简短概述组成,如合成孔径雷达、高频超视距雷达、对空监视雷达、测高仪和三坐标雷达、ECCM、双基地雷达和毫米波雷达。虽然这些仍然是重要的雷达课题,但如果本书要涵盖其他雷达课题方面的进展的话,它们就不能是本版内容的一部分。还有值得讨论的其他雷达系统应用,但要恰当地将雷达的所有重要内容涵盖在一本书中是困难的。

在第一版中关于雷达天线为单独一章。在第二版中天线被涵盖在两章中:一章是关于反射面天线的,另一章是关于相控阵的。在第三版中,天线又被编在一章中,是本书最长的一章。将天线归为一章而不是两章,使处理反射面天线和阵列天线二者共同的课题更容易。天线这一章很长,还因为天线在雷达系统中的作用独特而重大。

本书中包含了通常两学期研究生课程所不能涵盖的更多课题。其中的许多课题是给做实际工作的工程师或管理人员使用本教材作参考资料用的。因此,教师们应根据特定课程的目的选择哪些课题应该省略。

人们认识到“米-千克-秒”单位制通常用于大学课程和世界上大多数国家,但在本版中仍然沿用混合单位。因为在工程上,特别是在美国,混合单位看来目前仍在使用(例如,国际空中交通管制系统仍然用海里表示距离,用英尺表示高度)。而且,在本书中当某一量的值是从发表的文章中引用来的时候,就采用该文章中采用的单位而没有把它变换成其他单位。有一天,所有单位可能将是“米-千克-秒”单位制,但到那时之前工程师仍应熟悉混合制单位,因为实践中仍然采用这些单位。

分贝或 dB 贯穿使用在整个雷达工程中,并且广泛用于本教材。有些学生似乎对其使用太熟练。这里提醒一下, dB 定义为功率比或与功率单位有关的参数(如天线增益)的对数的 10 倍,即  $10\log(\text{功率比或与功率单位有关的参数})$ 。当考虑 dB 时,如果始终取两个功率之比,

则决不会因为是乘以常数 10 还是 20 而引起混淆;它将始终是 10。利用方程时还必须注意,有些参数虽然以 dB 给出,但在方程中该参数是一个数字。dB 必须转换成数字而不是将 dB 值直接代入方程。

本版在每章的结尾提供了习题和问题,以方便读者(及教师)将本书作为雷达课程的研究生教材。这些习题和问题也应是在职工程师自学的辅助工具。作为一门面向系统的课程,要提供往往在工程学校中所教的解决问题的课程中所出现的那类问题是困难的。在有些习题和问题中,求出答案的方法或方程可在本教程中找到,而且它们有助于强化所涵盖的内容。不过,其他习题试图扩大在本教材中的材料,因此,读者必须扩展自己的思路来寻找答案。从出版商 McGraw-Hill 处应能获得这些习题和问题的解答手册。

在自己的雷达课中,我发现学期综合论文是一个重要的学习工具。我通常尝试着提出一项相对直截了当的,学生不可能在发表的文献中找到的“概念设计”任务(在过去的若干年中由于雷达的进展变得越来越难做)。学期论文总是在第二学期中指定。有时我在第一学期就已指定了一篇比第二学期中用得比较简单的课题论文,以往我已采用或考虑的学期论文题目也列入了解答手册中。

如同其他两版那样,我努力提供足够的参考文献来说明我的资料来源,并指明在读者有兴趣进一步深入时在什么地方可获得某一特定课题的更多资料。《雷达手册》,也由 McGraw-Hill 出版,是获得本书中许多课题方面更多先进资料的一个很好来源。《雷达手册》的每一章都由一名或多名精通本章所涉及的特定领域方面的专家撰写。

在第一版(1960 年)的《雷达系统导论》中,几乎所有的参考文献都是“最近的”,因为当时雷达还年轻。有关雷达的早期出版物在 20 世纪 40 年代后期开始出现于文献中,大约在本书第一版出版之前 15 或 16 年。因此,第一版包括了许多“最近的”参考文献。在第三版中,如果有的话,我已努力连同早期的一起提供最近的参考文献。这并不总是可能的,因为有些仍然重要的课题已经成熟,并且近年来没有太大进展。因此,本版中大量参考文献已有 30~40 年的历史。有些包含在第一版或第二版中,但少数较老的参考文献没有包含在前两版中,因为它们所涵盖的课题已经沉睡多年直至技术赶上和/或需要它们时才需要参考它们。

这类性质上涵盖雷达许多方面、许多不同课题的书,内容上多依靠雷达工程师撰写的公开技术文献。我依赖这些文献编写了本书,并且我要感谢从目前存在的浩瀚的雷达文献中所得到的重大帮助。

Merrill I. Skolnik

## 反侵权盗版声明

电子工业出版社依法对本作品享有专有出版权。任何未经权利人书面许可，复制、销售或通过信息网络传播本作品的行为；歪曲、篡改、剽窃本作品的行为，均违反《中华人民共和国著作权法》，其行为人应承担相应的民事责任和行政责任，构成犯罪的，将被依法追究刑事责任。

为了维护市场秩序，保护权利人的合法权益，我社将依法查处和打击侵权盗版的单位和个人。欢迎社会各界人士积极举报侵权盗版行为，本社将奖励举报有功人员，并保证举报人的信息不被泄露。

举报电话：(010) 88254396；(010) 88258888

传 真：(010) 88254397

E-mail: dbqq@phei.com.cn

通信地址：北京市万寿路 173 信箱

电子工业出版社总编办公室

邮 编：100036



# 目 录

第 1 章 雷达简介	1
1.1 基本雷达	1
1.2 雷达方程的简单形式	4
1.3 雷达框图	5
1.4 雷达频率	8
1.5 雷达的应用	9
1.6 雷达的起源	10
参考文献	20
习题	21
第 2 章 雷达方程	23
2.1 引言	23
2.2 噪声中信号的检测	24
2.3 接收机噪声和信-噪比	25
2.4 概率密度函数	26
2.5 检测和虚警概率	29
2.6 雷达脉冲的积累	34
2.7 目标雷达横截面积	37
2.8 雷达横截面积的起伏	50
2.9 发射机功率	56
2.10 脉冲重复频率	57
2.11 天线参数	58
2.12 系统损耗	61
2.13 其他有关雷达方程的考虑	67
参考文献	72
习题	75
第 3 章 MTI 雷达和脉冲多普勒雷达	80
3.1 引言	80
3.2 延迟线对消器	86
3.3 参差脉冲重复频率	95
3.4 多普勒滤波器组	100
3.5 数字 MTI 处理	103
3.6 运动目标检测器	107
3.7 MTI 性能的限制	113
3.8 运动平台的 MTI(AMTI)	122

3.9 脉冲多普勒雷达 .....	130
3.10 其他的多普勒雷达 .....	138
参考文献 .....	148
习题 .....	156
<b>第4章 跟踪雷达</b> .....	160
4.1 用雷达跟踪 .....	160
4.2 单脉冲跟踪 .....	162
4.3 圆锥扫描和顺序波束转换 .....	169
4.4 跟踪精度的限制 .....	173
4.5 低角跟踪 .....	180
4.6 距离跟踪 .....	185
4.7 其他有关跟踪雷达的专题 .....	186
4.8 跟踪雷达的比较 .....	191
4.9 监视雷达自动跟踪 .....	192
参考文献 .....	199
习题 .....	205
<b>第5章 噪声中的信号检测</b> .....	208
5.1 引言 .....	208
5.2 匹配滤波器接收机 .....	208
5.3 检测准则 .....	213
5.4 检波器 .....	215
5.5 自动检测 .....	218
5.6 积累器 .....	218
5.7 恒虚警率(CFAR)接收机 .....	222
5.8 雷达操作员 .....	226
5.9 信号管理 .....	226
参考文献 .....	229
习题 .....	232
<b>第6章 雷达信号的信息</b> .....	235
6.1 引言 .....	235
6.2 基本雷达测量 .....	235
6.3 雷达测量的理论精度 .....	238
6.4 模糊图 .....	247
6.5 脉冲压缩 .....	253
6.6 目标识别 .....	275
参考文献 .....	291
习题 .....	299
<b>第7章 雷达杂波</b> .....	303
7.1 雷达杂波介绍 .....	303

7.2	表面杂波雷达方程 .....	304
7.3	地杂波 .....	308
7.4	海杂波 .....	318
7.5	表面杂波的统计模型 .....	327
7.6	气象杂波 .....	332
7.7	大气回波的其他来源 .....	337
7.8	杂波中目标的检测 .....	342
	参考文献.....	352
	习题.....	361
<b>第 8 章</b>	<b>雷达波的传播.....</b>	<b>364</b>
8.1	引言 .....	364
8.2	平坦地面的前向散射 .....	364
8.3	球形地球表面的散射 .....	369
8.4	大气折射——标准传播 .....	372
8.5	非标准传播 .....	379
8.6	绕射 .....	390
8.7	大气衰减 .....	393
8.8	环境噪声或外部噪声 .....	394
8.9	其他的传播影响 .....	397
	参考文献.....	399
	习题.....	404
<b>第 9 章</b>	<b>雷达天线.....</b>	<b>407</b>
9.1	雷达天线的功能 .....	407
9.2	天线参数 .....	408
9.3	天线辐射方向图和孔径照射 .....	412
9.4	反射面天线 .....	418
9.5	电子扫描相控阵天线 .....	423
9.6	移相器 .....	429
9.7	频率扫描阵列 .....	439
9.8	相控阵的辐射器 .....	445
9.9	用于相控阵的结构 .....	450
9.10	机械扫描平面阵列天线.....	465
9.11	方向图综合.....	469
9.12	误差对方向图的影响.....	475
9.13	低副瓣天线.....	482
9.14	相控阵雷达的成本.....	488
9.15	关于相控阵天线的其他论题.....	491
9.16	相控阵雷达系统结论.....	496
9.17	关于天线的其他论题.....	498



参考文献·····	507
习题·····	518
<b>第 10 章 雷达发射机</b> ·····	<b>522</b>
10.1 引言·····	522
10.2 线性束功率管·····	524
10.3 固态射频功率源·····	530
10.4 磁控管·····	535
10.5 正交场放大器·····	538
10.6 其他射频功率源·····	540
10.7 雷达发射机的其他方面·····	543
参考文献·····	545
习题·····	547
<b>第 11 章 雷达接收机</b> ·····	<b>549</b>
11.1 引言·····	549
11.2 接收机噪声系数·····	550
11.3 超外差接收机·····	552
11.4 收发开关和接收机保护器·····	562
11.5 雷达显示器·····	567
参考文献·····	571
习题·····	574

# 第1章 雷达简介

## 1.1 基本雷达

雷达是用于检测和定位反射物体,如飞机、舰船、航天飞机、车辆、行人和自然环境的一种电磁系统。它通过将能量辐射到空间并且探测由物体或目标反射的回波信号来工作。返回到雷达的反射能量不仅表明目标的存在,而且,通过比较接收到的回波信号与发射信号,就可确定其位置和获得其他与目标有关的信息。雷达可以在远或近距离,以及在光学和红外传感器不能穿透的条件下完成任务。它可以在黑暗、薄雾、浓雾、下雨和雪时工作。其高精度测距和全天候工作的能力是其最重要属性之一。

雷达的基本原理示于图 1.1。发射机产生电磁信号(如正弦波短脉冲),由天线辐射到空中。发射的信号一部分被目标拦截并向许多方向再辐射。向后再辐射回到雷达的信号被雷达天线采集,并送到接收机。在接收机中,该信号被处理以检测目标的存在并且确定其位置。当雷达波形为重复脉冲序列时,通常采用一部天线以时间分割为基础进行发射和接收。通过测量雷达信号到目标并从目标返回雷达的时间,得到目标的距离(雷达工程师用术语“range”表示“distance”,它并不是一些字典中的对 range 的定义<sup>①</sup>)。目标的角度位置可以根据收到的回波信号幅度为最大时,窄波束宽度雷达天线所指的方向而获得。如果目标是运动的,由于多普勒效应回波信号的频率会漂移。该频率漂移与目标相对于雷达的速度(也称径向速度)成正比。多普勒频移被广泛用于雷达中,作为将所要的运动目标从自然环境,如陆地、海面或雨反射回来的固定(不想要的)“杂波”回波中分离开来的基础。雷达也可提供有关正在被观察目标的特征信息。

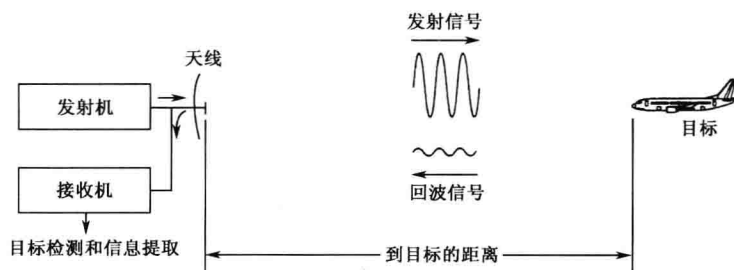


图 1.1 雷达基本原理

术语“雷达”是英语“无线电检测和测距”的缩略语的音译。该名称反映了雷达领域的早期

<sup>①</sup> 韦伯斯特的“新学院字典”中将“range”定义为“一个弹丸可以被推进到的水平距离”或“武器到目标间的水平距离”。这不是雷达中所用术语的含义。另一方面,这本字典中将“测距仪”定义为“确定到目标的距离的一种仪器”,这与雷达中的意思相同。

工作者对需要一种能够检测到目标的存在并且测量其距离的装置所赋予的重要性。虽然现代雷达能够从目标回波信号提取比其距离更多的信息,但距离测量仍然是其最重要功能之一。没有和雷达一样在晴朗和恶劣天气条件下都可精确测量远距离的、能和它竞争的技术。

### 到目标的距离

最普通的雷达信号或波形是调制一个正弦载频后,得到的有点像矩形的窄宽度脉冲序列(有时叫脉冲串)。到目标的距离根据雷达信号到目标并返回的时间  $T_R$  确定。电磁能量在自由空间以光速传播,即  $c=3\times 10^8\text{m/s}$ 。因此,雷达信号传播到距离为  $R$  的目标并返回雷达的时间为  $2R/c$ 。于是,到目标的距离为

$$R = \frac{cT_R}{2} \quad (1.1)$$

如果距离以公里或海里表示,时间  $T$  以  $\mu\text{s}$  表示,式(1.1)就变成

$$R(\text{km}) = 0.15T_R(\mu\text{s}) \quad \text{或} \quad R(\text{nmi}) = 0.081T_R(\mu\text{s})$$

每  $1\mu\text{s}$  往返时间相当于距离 150m, 164 码, 492 英尺, 0.081 海里或 0.093 英里。雷达信号传播 1 海里并返回的时间为  $12.35\mu\text{s}$ 。

### 最大非模糊距离

一旦雷达将一个信号发射到空间,在下一个脉冲发射前,必须要有足够的时间使所有回波信号返回到雷达。因此,脉冲发射速率由预期的最远目标距离决定。如果脉冲间的时间  $T_p$  太短,由远距离目标来的第一个脉冲回波信号可能在下一个脉冲发射后才到达,从而错误地与下一个脉冲关联,而不是与早先发射的脉冲相关联。这就会导致不正确的或模糊的距离测量。在下一个脉冲发射后到达的回波叫做“二次反射回波(或多次反射回波,如果来自更早的脉冲)”。这样的回波显得比实际的距离要近。如果不知道它是一个二次反射回波的话,就会使测出的距离是错误的。在其之内目标不会以二次反射回波形式出现的最大距离叫最大非模糊距离,  $R_{\text{un}}$  为

$$R_{\text{un}} = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2f_p} \quad (1.2)$$

式中,  $T_p$  = 脉冲重复周期 =  $1/f_p$ ,  $f_p$  = 脉冲重复频率(prf),通常以 Hz 或每秒脉冲数(pps)表示。最大非模糊距离与脉冲重复频率的函数关系如图 1.2 所示。术语“脉冲重复速率”与“脉冲重复频率”有时交替使用。

### 雷达波形

典型雷达采用脉冲波形,其中一例见图 1.3。本例中的峰值功率  $P_t=1\text{MW}$ ,脉冲宽度  $\tau=1\mu\text{s}$ ,脉冲重复周期  $T_p=1\text{ms}=1000\mu\text{s}$ (这些数字只是为了举例说明,并不对应于任何一部特定雷达,但它们与中程对空监视雷达所预期的参数相类似)。脉冲重复频率  $f_p$  为 1000Hz,它提供 150km 或 81nmi 的最大非模糊作用距离。重复脉冲串波形的平均功率( $P_{\text{av}}$ )等于  $P_t\tau/T_p = P_t\tau f_p$ 。因此,这种情况下的平均功率为  $10^6 \times 10^{-6}/10^{-3} = 1\text{kW}$ 。雷达波形的占空因子定义为雷达辐射的总时间与雷达可以辐射的总时间之比,即  $\tau/T_p = \tau f_p$ ,或等效为  $P_{\text{av}}/P_t$ 。在这种情况下,占空因子为 0.001。脉冲能量等于  $P_t\tau$ ,即 1 焦耳。如果雷达可检测  $10^{-12}\text{W}$  的信号,则回波要比所发射的信号电平低 180dB。短宽度脉冲波形是有吸引力的,因为在接收微弱回波信号时,强发射机信号并不辐射。

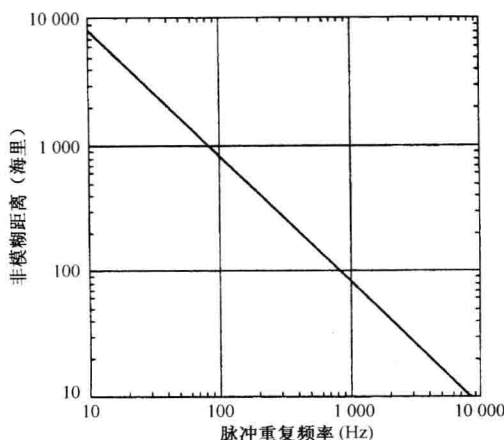


图 1.2 式(1.2)的图示。最大非模糊距离  $R_{un}$  为脉冲重复频率  $f_p$  的函数

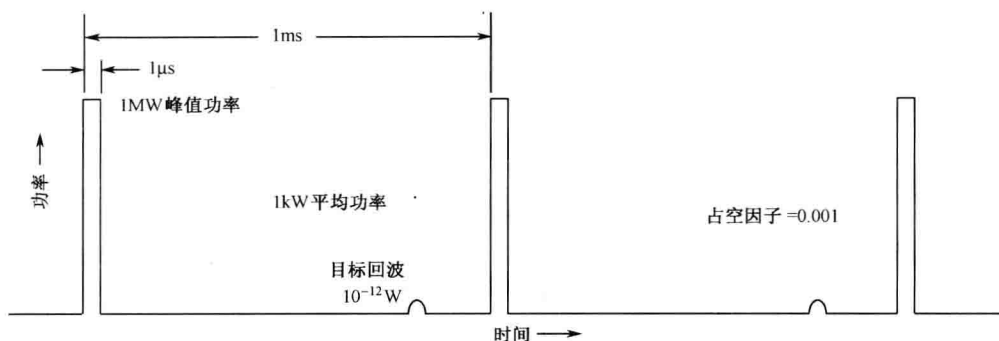


图 1.3 脉冲波形举例,具有中程对空监视雷达所用的“典型”值。矩形脉冲表示脉冲调制的正弦波

如脉冲宽度为  $\tau=1\mu s$ ,则波形在空间伸展在  $c\tau=300m$  的距离上。当两个等同的目标相隔距离为该值的一半,即  $c\tau/2$  时,它们在距离上可被分辨开来。因子  $1/2$  是由于雷达波往返传播的缘故。例如,当  $\tau=1\mu s$  时,如果两个尺寸相等的目标相隔  $150m$ ,则它们可被分辨开来。

对于一些远程雷达来说,需要很长的脉冲来获得足够的能量以检测远距离上的小目标。不过,长脉冲在距离上分辨力较差。可以采用调频或调相来增大长脉冲的频谱宽度,从而获得短脉冲的分辨力,这就叫做“脉冲压缩”,将在 6.5 节中叙述。雷达中也采用连续波(CW)波形。由于连续波必须在发射时接收,因此,连续波雷达利用由目标运动引起的回波信号的多普勒频移,在频域中将微弱回波信号与强发射信号和来自固定杂波(陆地、海或气象杂波)的回波分隔开来,多普勒频移也用来测出目标的径向速度(3.1 节)。简单的连续波雷达不测距离。不过,它可通过对载波进行调频或调相来获得距离。例如测量飞机离地高度的雷达高度计中采用调频连续波(FM-CW)波形。

提取多普勒频移的脉冲雷达既可以叫做“动目标显示(MTI)雷达”,也可以叫做“脉冲多普勒雷达”,这取决于脉冲重复频率和占空因子的特定值。MTI 雷达脉冲重复频率低并且占空因子小,而脉冲多普勒雷达具有高 prf 和大占空因子。这两种类型的多普勒雷达在第 3 章中讨论。几乎所有设计用来探测飞机的雷达都采用多普勒频移,抑制不想要的大的静态杂波回波。

## 1.2 雷达方程的简单形式

雷达方程将雷达作用距离与发射机、接收机、天线和目标的特性及环境关联起来。它不仅用于确定某一特定雷达能够探测到的目标的最大作用距离,且可充当了解影响雷达性能因素的一种手段,还是雷达系统设计中的一个重要辅助工具。在本节中,将推导雷达距离方程的简单形式。

如果发射机功率  $P_t$  由各向同性天线(一种在所有方向上均匀辐射的天线)辐射,则距雷达  $R$  处的功率密度等于辐射功率除以半径为  $R$  的假想球的表面积  $4\pi R^2$ ,即

$$\text{距各向同性天线 } R \text{ 处的功率密度} = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (1.3)$$

功率密度单位为  $\text{W}/\text{m}^2$ 。不过,雷达采用定向天线(具有窄波束宽度)将辐射功率  $P_t$  集中在一个特定的方向上。天线增益是指在某一方向上所辐射的功率密度与各向同性天线在同一方向上呈现的功率密度相比时对增加的功率密度的一种度量。天线的最大增益  $G$  可定义为

$$G = \frac{\text{定向天线所辐射的最大功率密度}}{\text{具有相同输入功率的各向同性天线所辐射的功率密度}}$$

于是,发射增益为  $G$  的定向天线在目标处的功率增益为

$$\text{距定向天线 } R \text{ 处的功率密度} = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \quad (1.4)$$

目标拦截一部分入射能量,再将它向各方向辐射。向雷达方向再辐射的功率密度(回波信号)正是人们感兴趣的。对于入射到目标的特定功率密度而言,目标的雷达横截面积决定了回到雷达的功率密度,用  $\sigma$  表示。为了简便,它通常叫“目标横截面积,雷达横截面积”或简称为“横截面积”。雷达横截面积由下列方程定义

$$\text{回到雷达的再辐射功率密度} = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi R^2} \quad (1.5)$$

雷达横截面积的单位为面积的单位,但将雷达横截面积直接与目标的物理尺寸相联系容易引起误解。正如 2.7 节所讨论的那样,雷达横截面积更多地与目标形状而不与其物理尺寸有关。

雷达天线俘获一部分入射到它的回波能量。雷达接收到的功率为入射功率密度[式(1.5)]与接收天线的有效孔径面积  $A_e$  的乘积。有效面积与物理尺寸  $A$  有关,关系式为  $A_e = \rho_a A$ ,其中,  $\rho_a$  = 天线孔径效率。于是,接收到的信号功率  $P_r$  (W) 为

$$P_r = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi R^2} \cdot A_e = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad (1.6)$$

雷达最大作用距离  $R_{\max}$  为超出了就检测不到目标的距离,并且当接收到的信号功率  $P_r$  正好等于最小可检测信号  $S_{\min}$  时发生。将  $S_{\min} = P_r$  代入式(1.6)并重新整理后得到

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.7)$$

这就是雷达距离方程的基本形式(简称雷达方程或距离方程)。重要的天线参数是发射增益和接收有效面积。还没有将发射机功率规定为平均功率或峰值功率。它取决于如何定义  $S_{\min}$ 。在本文中,  $P_t$  表示峰值功率。

如果同一部天线用于发射和接收,就像通常在雷达中那样,则天线理论给出的发射增益  $G$  和接收有效面积  $A_e$  的关系式为<sup>[1,2]</sup>

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi \rho_a A}{\lambda^2} \quad (1.8)$$

式中,  $\lambda$  = 波长(波长  $\lambda = c/f$ , 其中,  $c$  = 传播速度,  $f$  = 频率)。可将式(1.8)代入式(1.7), 先取代  $A_e$ , 再取代  $G$ , 就得到另外两种形式的雷达方程

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.9)$$

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t A_e^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.10)$$

这三种形式的雷达方程[式(1.7), 式(1.9), 式(1.10)]基本上是一样的, 但解读上有些差别。例如, 由式(1.9)可以说, 最大作用距离随  $\lambda^{1/2}$  变化, 但式(1.10)表明它随  $\lambda^{-1/2}$  变化, 情况正好相反。另一方面, 式(1.7)没有给出波长与作用距离的明显依存关系。正确的解释与天线增益是否随波长或频率的变化而保持常数有关, 就像式(1.9)所隐含的那样; 或者与有效面积是否保持常数有关, 就像式(1.10)所隐含的那样。对于与频率无关的式(1.7), 必须采用两部天线。发射天线必须具有与波长无关的增益, 接收天线必须具有与波长无关的有效孔径(不过, 很少这样做)。

这些简化的雷达方程不能恰当地描述真实雷达的性能。许多重要的因素没有明显地包括进去。简单形式的雷达距离方程预测的作用距离过高, 有时高两倍以上。在第2章中, 要对简单形式的雷达方程扩展, 以考虑其他因素, 从而使雷达方程与真实雷达所观察到的距离性能具有更好的一致性。

### 1.3 雷达框图

可以利用图1.4的简单框图来帮助描述脉冲雷达的工作。发射机可以是功率放大器, 如速调管、行波管或晶体管放大器。它也可以是功率振荡器, 如磁控管。磁控管振荡器已经广泛用于中等能力的脉冲雷达, 但当需要高的平均功率或需要并不简单的脉冲波形(如脉冲压缩中所用)时, 或者当依据多普勒频移(第3章课题)在强杂波回波中要有良好的运动目标检测性能时, 最好采用放大器。功率放大器示于图1.4中。波形产生器产生低功率的雷达信号, 然后送入功率放大器。在固态功率源以外的多数功率放大器中, 调制器(10.7节)和输入脉冲同步将发射机接通和断开。当采用功率振荡器时, 它也是通过脉冲调制器接通和断开来产生脉冲波形。

发射机输出能量用波导或其他形式的传输线送到天线, 再经天线辐射到空中。天线可以是机扫抛物反射面天线、机扫平面阵列或电扫相控阵(第9章)。发射时, 抛物反射面天线将能量集中在一个窄波束中, 就像汽车前灯或探照灯那样。相控阵天线是许多小的辐射单元的集合, 这些小辐射单元的信号在空中合成, 产生一个辐射平面波。利用每个辐射单元的移相器, 电扫相控阵可迅速改变天线波束在空间的方向而无须机械转动天线。在没有关于天线的其他资料可以利用时, “典型的抛物反射面天线”的波束宽度( $^\circ$ )的近似表达式为  $65\lambda/D$ , 其中,  $D$  是和波束宽度同平面内的天线尺寸,  $\lambda$  是雷达波长。例如, 水平尺寸  $D=32.5$  个波长的天线的方位波束宽度为  $2^\circ$ 。在  $3\text{GHz}$  ( $\lambda=10\text{cm}$ ) 频率上, 天线长度为  $3.25\text{m}$  或  $10.7$  英尺。监视雷达在

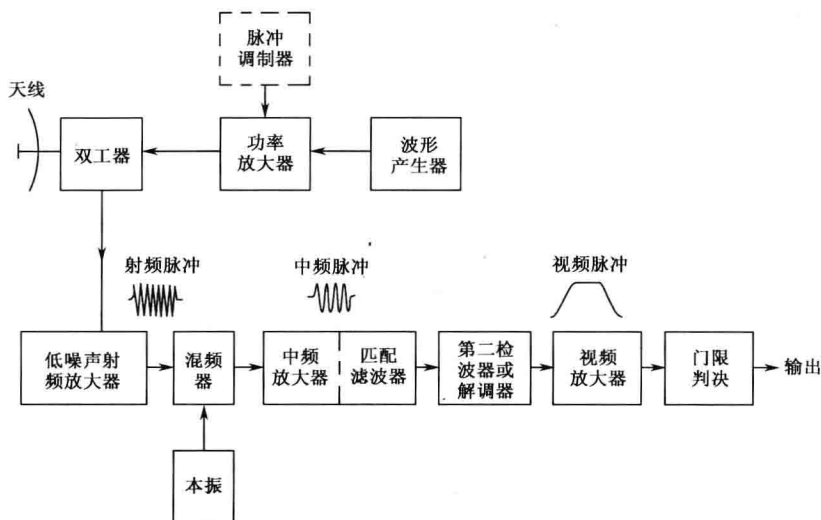


图 1.4 具有超外差式接收机的常规脉冲雷达框图

方位上转动  $360^\circ$  叫做一次天线扫描。远程民用空中交通管制监视雷达的典型扫描速率(转动速率)为 6rpm。军用对空监视雷达通常需要更高的转速。

双工器允许采用一部天线以分时方式进行发射和接收。双工器通常是一个充气器件。当发射机工作时在接收机输入端产生短路(电弧放电),高功率流向天线而不流向接收机;接收时双工器将回波信号引向接收机,而不到发射机。固态铁氧体环流器和接收机保护器件(通常为固态二极管),也可以是双工器的一部分。

接收机几乎都是超外差式的。输入或射频(RF<sup>①</sup>)级可以是低噪声晶体管放大器。混频器和本振(LO)将射频信号变换成中频(IF)信号且由中频放大器放大。超外差式接收机的信号带宽取决于中频级的带宽。例如,当脉冲宽度大约为  $1\mu\text{s}$ (若脉冲宽度为  $1\mu\text{s}$ ,则中频带宽约为 1MHz)时,中频频率可以是 30MHz 或 60MHz。中频放大器设计成匹配滤波器(5.2 节),即使输出的峰值信号-平均噪声比为最大的滤波器。因此,匹配滤波器使微弱的回波信号的可检测性最大并且衰减了不想要的信号。对许多雷达中普遍采用的近似矩形的脉冲形状,当接收机带宽  $B$  是脉冲宽度  $\tau$  的倒数,或  $B\tau \approx 1$  时,常规雷达接收机滤波器接近于匹配滤波器。

有时省略低噪声输入级,于是混频器变成接收机的第一级。用混频器作为输入级的接收机灵敏度较差,因为混频器的噪声系数较高;但它与具有低噪声第一级的接收机相比将有更大的动态范围,更小的过载敏感性和更低的电子干扰易损性(11.3 节)。混频器输入级的这些属性对于处于敌方电子干扰(ECM)噪声环境中的军用雷达来说是人们感兴趣的。

中频放大器后面是晶体二极管,习惯上称“第二检波器”或“解调器”,用于从载波中提取信号调制。中频放大器、第二检波器和视频放大器合在一起充当一个“包络检波器”,使脉冲调制(包络)通过并且抑制载波频率。在检测回波信号多普勒漂移的雷达中,包络检波器用“相位检波器”取代(3.1 节),相位检波器与这里所述的包络检波器不同。中频放大器和视频放大器的

① 在电子工程中,RF 是“radio frequency”的词头缩略语;但在雷达实践中,它指“雷达频率”。RF 也用于区分雷达工作在 RF 频段的哪一部分频段,即使在这种表达方式中 frequency 这个字似乎是多余的。



组合,设计成能提供足够的放大或增益,以将输入信号的电平提高到可在显示器,如阴极射线管(CRT)上看见的程度,或者作为数字计算机的输入作进一步处理。

在接收机输出端要做出目标是否存在的决策。决策是以接收机的输出幅度为基础的。如果输出足够大,超过预定的一个门限,则决策为有目标出现。如果它没有超过门限,则假设只有噪声存在。门限电平设定得使由于噪声超过门限(在没有信号的情况下)而产生的虚警率低于允许的某一规定值。如果噪声保持恒定,就是说当接收机噪声占优势时,没有什么问题。另一方面,如果噪声是从外部进入雷达的(如无意干扰或故意噪声干扰),或者杂波回波(来自自然环境)比接收机噪声大,则必须自适应地改变门限以保持虚警率为恒定值。这可由恒虚警率(CFAR)接收机实现(5.7节)。

雷达通常从一个目标接收很多回波脉冲。在检测决策做出以前将这些脉冲加在一起以获得较大信-噪比的过程叫“积累”。积累器通常可在接收机的视频部分看到。

信号处理机是雷达的一部分。其功能是使所想要的回波信号通过,抑制不想要的信号、噪声或杂波。在接收机中,信号处理机位于作出检测决策以前的部分。前面提到的匹配滤波器是信号处理机的一个例子。另一个例子是将所想要的运动目标(其回波由于多普勒效应而有频移)从不想要的静止杂波回波中分隔开来的多普勒滤波器。

有些雷达在将信息显示给操作员以前对所检测到的目标信号在数据处理机中作进一步处理。自动跟踪器就是一例,它利用在一段时间上所测到的目标位置来建立目标的航迹(或路径)。大多数现代对空监视雷达和一些地面监视雷达输出目标航迹而不是只显示出检测。数据处理机之后,或者在没有数据处理机时的决策功能以后,雷达数据将显示给操作员或用于计算机或其他自动装置作进一步处理。

信号处理机和数据处理机通常用数字技术而不是模拟电路来实现。因此,模/数(A/D)变换器和数字存储器在现代雷达系统中是重要的。在以往的一些复杂的雷达中,信号处理机和数据处理机很大,比发射机耗电更多,并且是决定雷达系统总可靠性的一个重要因素,但这并不是在所有情况下都如此。

监视雷达的典型雷达显示器是PPI,或“平面位置显示器”(全称很少用)。例子示于图1.5中。PPI以极坐标即方位和距离来表示目标的位置。以往的PPI是用调制亮度的阴极射线管(CRT)来实现的。当电子束从管子中心向外(距离坐标)扫描时,接收机输出幅度对电子束亮度(称为CRT的 $z$ 轴)进行调制(通/断)。电子束扫描与天线波束指向在角度上同步旋转。B型显示器与PPI相类似,它利用直角坐标格式而不是极坐标格式来显示距离与角度的关系。PPI和B型显示器的动态范围都有限,因为它们都是亮度调制的。A型显示器有时用于特殊目的。它是一种调幅直角坐标显示器,将接收机输出显示在 $y$ 轴上,距离(或时延)显示在 $x$ 轴上(见图7.21)。与作为监视雷达的显示器相比,它更适用于跟踪雷达或连续观察。

早期雷达显示给操作员的是原始视频,它是雷达接收机未作进一步处理(匹配滤波器除外)的输出。现代雷达通常提供的是处理过的视频,它是信号处理和门限检测后或自动跟踪后的雷达输出,只显示处理过的目标检测或目标航迹。这就减轻了操作员的负担,但处理过的视频也会丢失关于环境和不常见运行情况的信息,而这些对于一个受过培训的、机灵的操作员来说是能够识别和解读的。

雷达可以采用不同的极化(雷达波的极化由电场矢量的方向确定),通过辐射不同的频率,以各种方式工作。雷达也可采用具有不同脉冲宽度、脉冲重复频率或其他调制的各种波形,还

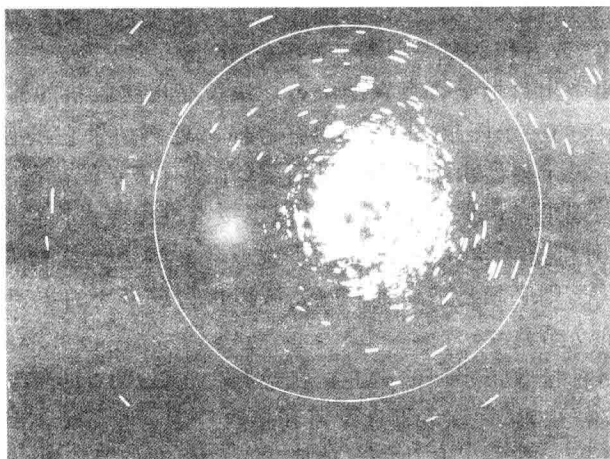


图 1.5 PPI(平面位置显示器)显示器举例。这是天线波束宽度为  $3^\circ$ , 没有经过 MTI 处理的一部 L 波段雷达的输出。距离环半径为 50nm。在雷达附近可以看到杂波。在西北方向可以看到有飞机进场(照片由海军研究实验室 George Linde 提供)

可采用不同形式的处理来抑制不同类型的杂波、无源干扰和有源干扰。需要对各种类型的波形和处理方式进行明智的选择。培训过的操作员可以完成这一功能,但操作员会负担过重。当有许多可用的系统方案时,可以将雷达设计成自动确定恰当工作模式并执行实现这一模式所要求的条件。雷达工作模式通常根据环境特征作为天线观察方向和/或距离的函数而变化。

## 1.4 雷达频率

常规雷达通常工作在所谓“微波”区域(术语未作硬性定义)。以往的作战雷达频率范围约为  $100\text{MHz}\sim 36\text{GHz}$ ,覆盖超过 8 个倍频程。这个工作频率范围并不一定是极限。实战高频超视距雷达工作频率只有几兆赫。在频谱的另一端,实验毫米波雷达的工作频率超过  $240\text{GHz}$ 。

二次世界大战期间,用字母代码,如 S, X, L 来命名正在研制的微波雷达的不同频段。本来的目的是要保护军事秘密,但战后人们继续沿用这些字母命名,作为表示一部雷达所工作的频谱区的一种方便的速记法。这种用法在实践中被雷达工程师们所接受。表 1.1 列出了被批准作为 IEEE 标准<sup>[3]</sup>的雷达频率的字母频段命名。这些与国际电信联盟(ITU)关于无线电定位或雷达所分配的专用频段有关。例如, L 波段正式认为从  $1000\sim 2000\text{MHz}$ ,但 L 波段雷达只允许工作在  $1215\sim 1400\text{MHz}$  的区域,因为  $1215\sim 1400\text{MHz}$  是 ITU 分配的频段。

还有其他的一些字母频段命名法,但只有表 1.1 是惟一的经 IEEE 批准的雷达命名。该表还列入“美国国防部性能指标和标准索引”<sup>[4]</sup>。电子战领域的工作者们采用另一组频段字母命名。最初它由美国国防部提出,只用于进行电子对抗演习<sup>[5]</sup>。有时它被不正确地延伸用来描述雷达频率,但将电子战字母频段用于雷达会引起混淆,因而不是恰当的(可以有 J 波段干扰机,但根据 IEEE 字母频段标准,没有 J 波段雷达)。通常,可以根据上下文关系来区分采用的名称是依据雷达还是电子战字母命名。

字母频段名称不能代替雷达工作的实际数字频率。采用雷达具体的数字频率总是合适的,但当希望用短符号表示时就应当用表 1.1 的字母命名。

表 1.1 IEEE 标准雷达频率字母频段名称\*

波段命名	标称频率范围	依据 ITU,在第二栏中分配的专用的雷达频率范围
HF	3~30MHz	
VHF	30~300MHz	138~144MHz 216~225MHz
UHF	300~1000MHz	420~450MHz 850~942MHz
L	1~2GHz	1215~1400MHz
S	2~4GHz	2300~2500MHz 2700~3700MHz
C	4~8GHz	5250~5925MHz
X	8~12GHz	8500~10680MHz
K <sub>a</sub>	12~18GHz	13.4~14.0GHz 15.7~17.7GHz
K	18~27GHz	24.05~24.25GHz
K <sub>a</sub>	27~40GHz	33.4~36GHz
V	40~75GHz	59~64GHz
W	75~110GHz	76~81GHz 92~100GHz
mm	110~300GHz	126~142GHz 144~149GHz 231~235GHz 238~248GHz

\* 来自“IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Band,”,IEEE Std 521-1984。

## 1.5 雷达的应用

雷达已被广泛用于检测地面、海上、空中、空间甚至地下的目标。下面简要叙述雷达的重要应用领域。

### 军事

雷达是防空系统及进攻性导弹和其他作战武器的一个重要组成部分。在防空方面,它执行监视和武器控制功能。监视包括目标检测、目标识别、目标跟踪和将目标分派到武器系统。武器控制雷达跟踪目标,引导武器拦截并且评估交战的有效性(称“作战损伤评估”)。导弹系统可采用雷达方法进行武器制导和引爆。高分辨力成像雷达,如合成孔径雷达,已用于侦察目的和用于检测战场上的固定目标和运动目标。雷达的许多民事应用也可用于军事。军方是雷达的主要用户,且是新雷达技术开发的重要途径。

### 遥感

所有雷达都是遥感器。然而,这里的遥感是指对环境的感知。4 个重要的雷达遥感例子

为:① 气象观察,它是电视上气象报告的一个固定部分,也是国家气象预报的重要输入;② 行星观察,如金星的看不透的云层下方的测绘;③ 近程地下探测;④ 有效地为航海运输指引航道,提供海上浮冰测绘。

### 空中交通管制(ATC)

雷达已在全球用于机场附近的空中交通安全管制(机场监视雷达或 ASR),从一个机场到另一个机场的途中飞行安全管制(飞行途中监视雷达或 ARSR),以及地面车辆交通和在地面滑行飞机的安全管制(机场表面检测设备或 ASDE)。ASR 还可对雨区测绘,引导飞机避开它们。还有专门用来观察机场附近气象(包括危险的急剧下降气流)的雷达。这些雷达叫做终端多普勒气象雷达或 TDWR。广泛用于空中交通管制的空中交通管制雷达信标系统(ATCRBS 和模式 S)虽然不是雷达,但它源于军用 IFF(敌我识别)并且利用类似雷达的技术。

### 法律实施和公路安全

许多人熟悉的雷达测速仪由警察用于速度限制执法(其变型用于体育中,测量击出棒球的速度)。已经考虑将雷达用于对迫近的碰撞告警,启动气囊袋,或对车后或侧面盲区中的障碍物或人的告警而使车辆更安全。它还可用于对入侵者的检测。

### 飞机安全和导航

机载气象回避雷达画出了降雨区和危险的风切变区的轮廓线,使得飞行员能够避免危险情况。低空飞行的军用飞机依赖于地形回避和地形跟随雷达,避免与障碍物或高地形的碰撞。军用飞机采用地面测绘雷达对场景进行成像。无线电高度计也是一种用来指示飞机在地面上方高度的雷达,并可作为陆地上空自备引导系统的一部分。

### 舰船安全

雷达装在舰船和小船上用于防撞和用于观察导航浮标,特别是在能见度差的时候。类似的岸基雷达用于港口和河流交通的监视。

### 空间

空间飞行器已经用雷达进行交会和对接,以及用于月球登陆。正如上面所提到的那样,雷达已用于行星探索,尤其是地球这一行星。大型地面雷达用于卫星和其他空间物体的检测和跟踪。雷达天文学领域利用地球基系统,帮助理解流星性质,建立天文单位的精确测量(用于测量太阳系中距离的基本码尺),和在利用航天飞行器对它们进行近距离探索以前,对月球和附近的行星进行观察。

### 其他

雷达在工业方面还找到了速度和距离的无接触测量方面的应用。雷达已经用于石油和气体的探测。昆虫学家和鸟类学家已经将雷达用于研究昆虫和鸟类的迁徙,这是用其他方法不能轻易实现的。

有些雷达很小,足以放在一个人的手掌里,而其他一些则很大,可占据几个足球场。它们的作用距离近到几乎可触摸到的目标、远到行星。

## 1.6 雷达的起源<sup>[6~8]</sup>

雷达基本概念由德国物理学家 Heinrich Hertz 从 1885 年到 1888 年<sup>[9]</sup>所进行的经典实验首次得到验证。Hertz 实验证实了 1864 年发表的 Jmes Clerk Maxwell 的电磁场理论。Hertz

利用频率在 455MHz 附近,原理上类似于雷达的一种装置。除了二者之间在频率上具有很大的差别以外,他验证了无线电波与光具有相同的特征。他演示了无线电波可从金属物体反射和由介质棱镜折射。

Hertz 的工作得到迅速而又广泛的认可,但他没有继续从事其实际应用。这项工作留给了其他人。Hertz 从事的工作中关于检测和定位反射物体的潜力——这正是雷达所做的,被另一位德国人 Chrisian Hulsmeyer 发展了。20 世纪初,他装配了一台如今人们叫做单基地(单站)脉冲雷达的仪器。该仪器比 Hertz 所使用的装置改进了许多。1904 年他在英国<sup>[10]</sup>和其他国家获得了专利。Hulsmeyer 的雷达检测到了船只,且他广泛地将它推销用于海上防撞。他向船运公司和德国海军演示了他的装置。虽然演示很成功并且广为宣扬,但人们对舰船防撞装置显然没有兴趣。他的发明和演示从人们的记忆中淡化并且几乎忘掉。在雷达最终变为可使用的现实以前,将不得不将它作进一步研究。

在 20 世纪 20 年代,出现了雷达方法的另外一个证据。S. G. Marconi,一位众所周知的无线电先驱,在他的实验中观察到了目标的无线电检测,且在 1922 年对无线电工程师协会(现在的 IEEE)<sup>[11]</sup>的一次演讲中强烈推荐其用途。位于华盛顿特区的美国海军研究实验室的 Hoyt Taylor 和 Leo C. Young 对 Marconi 的演讲显然没有听说,他们在 1922 年秋,当一艘船通过位于河两岸的接收机和发射机之间时,偶然地在接收机上观察到了一个起伏信号。这在当时称“连续波干涉系统”,但如今它是人们所称的双基地连续波雷达(双基地是指雷达需要两个相隔很远的发射机站和接收机站)。1925 年,华盛顿特区卡内基机构的 Breit 和 Tuve 采用脉冲雷达技术来测量电离层的高度。Breit 和 Tuve 的装置实际上是一部雷达,但在当时人们还没有意识到相同的原理可用于探测舰船和飞机<sup>[12]</sup>。在世界上其他一些国家也有通过连续波干涉方法(双基地雷达),检测飞机和其他目标的报道,但这种类型的雷达对大多数应用而言,当时没有现在仍然没有重大的实用性。

20 世纪 20 年代后期到 30 年代初期随着重型军用轰炸机的出现,才真正使实战型军用雷达得以问世。第一次世界大战以后,轰炸机从涂敷织物、座舱开放的双翼飞机向全金属、座舱密封、可携带重型炸弹作远距离高空飞行的单翼飞机转变。对重型轰炸机的远距离告警成为一项重要的军事需求。对此威胁作出响应的大多数国家中,即便研制是保密的,所研究的可能检测方法都类似。声音定位器是第一种开发的传感器。即使人们很早就认识到它们是不足以完成任务的,但在许多军队中都有部署,直到第二次世界大战开始为止。人们还尝试检测飞机引擎所辐射的射频火花塞点火噪声;但一旦意识到辐射噪声可通过恰当的屏蔽加以抑制时,这些尝试就被废弃了。对红外线也进行了研究,但它没有足够的检测距离,不是全天候的,并且不能确定目标的距离。然后双基地连续波雷达出现了,它是当飞机、舰船或其他目标通过无线电系统的发射机和接收机之间时偶然被检测到而出现的。这种两站配置麻烦而且仅仅是充当绊网,以便当目标越过连接发射机和接收机的线路时检测该目标的通过。在发射机和接收机合在一处并且采用脉冲波形以前,雷达还没有变得真正有用。

20 世纪 30 年代,雷达几乎同时而又基本独立地在美国、英国、德国、苏联、法国、意大利、日本和荷兰重新被发现和研制出来。这次雷达的工作频率要比现代雷达通用的频率低很多。大多数早期雷达采用的频率在 100~200MHz 附近,但英国的圆链家(Chain Home)雷达工作在 30MHz,即战争前雷达频谱的最下端,而德国 600MHz 的 Wurzburg 雷达代表战争初期实战用的最高频率。在这些早期雷达中所采用的技术是对当时无线电通信领域最前沿的技术的

最大胆扩展。与微波雷达相比,它们有一些局限性,但它们做其想要做的工作做得很好。

### 美国

美国海军研究实验室在 1922 年到 1931 年后期试图启动双基地连续波雷达的研制,但正是在 1934 年当 A. Hoyt Taylor 和 Leo C. Young 意识到只有单站脉冲雷达是成功的必要条件时开始了认真的努力。到 1941 年 12 月 7 日日本袭击美国珍珠港之时,已向美国海军交付了 132 套雷达,其中 79 套安装在各种舰船上<sup>[13]</sup>。其中的 20 套雷达是 200MHz 的 CXAM,装在战舰、航空母舰和巡洋舰上。在 1942 年的中途岛战役期间,在太平洋的海军雷达帮助美国利用其有限的兵力有效地打击了没有类似雷达能力的日本海军。

美国陆军于 1936 年春启动其脉冲雷达研制计划。在珍珠港事件的时候,它已研制出并在海外部署了一些频率为 200MHz 的 SCR-268 防空探照灯控制雷达。陆军也收到了 112 部 100MHz SCR-270 远程对空搜索雷达,其中的一部检测到了日本对珍珠港的进攻(雷达在珍珠港做了它该做的工作,但当时没有利用这一信息的指挥控制系统)。

### 英国

在 20 世纪 30 年代中期,英国要比美国多得多地感到战争逼近的紧迫性。虽然英国比美国起步晚,但到 1938 年夏季结束之时(1939 年 9 月 3 日第二次世界大战开始前一年),第一部实战型雷达——30MHz 圆链家雷达开始运行。圆链家雷达系统在整个战争期间都在工作。这些早期雷达为帮助英国打败德国于 1940 年夏末对英伦三岛实施的重大空袭,即所谓的“不列颠之战”立了大功。到 1939 年,英国研制出用于检测和拦截敌方飞机,尤其是在夜间和能见度较差条件下检测和拦截敌方飞机的 200MHz 机载截击雷达。这种雷达后来被改进用于检测水面舰船和潜艇。随着 1940 年英国发明高功率微波磁控管,雷达技术得到了极其重大的发展,它打开了雷达工作在更高频率之门。由于要应付打大战的日常需要而力不从心,英国于 1940 年秋天将磁控管技术泄露给美国,以便作进一步开发。腔体磁控管为第二次世界大战期间美国麻省理工学院辐射实验室和贝尔电话实验室微波雷达的广泛而迅速的发展以及微波雷达在英国的发展打下了基础。

### 德国

Hertz 和 Hulsmeier 的祖国也不得不重新研究雷达。到 1940 年末,德国有了三种主要的实战型雷达。

- 最初为海军研制的 125MHz Freya 对空搜索雷达,但德国空军也对其变成可运输的地基预警雷达感兴趣。1939 年德国空军对其签发了生产订单,并且将它用作地面控制截击雷达,用于夜间战斗机的控制。不过,到战争开始时只有 8 部 Freya 可用。

- Wurzburg 火控雷达与 Freya 和类似的空搜索雷达一起使用。在 1940 年春开始使用这部 565MHz 的雷达,到战争结束时总共采购了 4000 多部 Wurzburg 雷达。

- 德国海军在 1937—1938 年间,在 4 艘大战舰上安装了 500MHz Seetakt 舰载雷达,测量到舰船的距离以用于舰船炮火控制。早在 1937 年西班牙内战期间,该雷达就用于支持叛乱一方。Seetakt 是所有国家中实战部署的第一种军用雷达(很久以后英国才意识到 Seetakt 雷达的存在。1939 年 12 月,一艘携带该雷达的德国军舰在南美的蒙得维的亚浅水区被英国海军击沉。但其雷达天线仍露出水面可以看见。虽然英国雷达专家检查了天线并写报告它是雷达的一部分,但英国海军部没有重视<sup>[14]</sup>)。在战争开始的时候,总共生产了 100 多部 Seetakt 雷达。



1940年,德国或许在雷达技术上领先于所有其他国家。有些事情直到1945年战争结束以后美国和英国才意识到。那时无论美国还是英国都没有类似 Seetakt 的实战型舰载雷达,并且 Wurzburg 雷达要比联军的一部等效装置都先进很多<sup>[15]</sup>。不过,德国军队没有利用其早期的技术优势。当英国大规模轰炸其国家时才认识到了错误。当德国人最终行动起来时,已经太晚了,无法赶上行动快速的英国人和美国人。

### 苏联

苏联早在20世纪30年代初就开始研究雷达,到1941年6月德国入侵其国家时有了生产型雷达可以使用。生产型雷达和研制型雷达都被用于列宁格勒和莫斯科防空。第一部生产型雷达 RUS-1 是一种双基地连续波系统,工作频率为75MHz,发射机和接收机相距35km。正如早先所提到的,双基地雷达不能满足传感器系统的所有要求。因此,在战争开始之时,苏联将这些雷达转移到了“东部”,并且部署了卡车载单基地 RUS-2 脉冲雷达系统,该雷达也工作在75MHz,作用距离为150km。德国的入侵迫使苏联重要的雷达研制机构搬迁,这极大地减慢了苏联对雷达进一步的研制。

### 意大利

意大利人直到1941年3月在Cape Matapan夜战中遭受决定性海上惨败时才相信雷达的重要性。在这次战役中英国雷达发现并在黑暗中向意大利战舰发动突然袭击。这次失败导致意大利生产了一系列200MHz Owl舰载雷达,大量部署在意大利舰船上。1943年当意大利受到联军(英国和美国)侵入的时候,实际上停止了对雷达的研制。

### 法国

和其他国家所做的一样,法国于20世纪30年代研究连续波干涉(双基地)雷达。它们在双基地方法方面比其他国家更有进展,且于战争初期安装了一个系统。该系统当作一个三层栅栏以Z形布局部署,以便获得飞机目标的方向、速度和高度。在20世纪30年代中期,对于装在豪华海轮上的连续波障碍检测雷达的民事应用,法国备受关注。1939年,法国才最终开始50MHz脉冲雷达的研制。1940年法国被德国占领,实际上结束了对雷达的研制。

### 日本

日本在英国之前发现并研制出了微波磁控管。虽然日本拥有一些不同的微波磁控管结构,但它们从未能够将其能力转变为可与联军相比的微波雷达。日本于1936年开始研究双基地雷达,并在战争期间部署用于本土防御。日本在德国向其透露英国已使用VHF脉冲雷达后的1941年才启动脉冲雷达研制,这要比其他国家迟了很多。1942年10月在瓜达康纳尔岛战役期间,日本海军对美国海军雷达在夜间的成功使用非常惊奇,于是日本加强了对雷达的研究工作。虽然日本拥有微波磁控管并有很好的技术能力,但他们没有像其他国家一样有效地使用雷达,因为他们在技术问题上由军方对民用工程师和科学家说了算,过度保密并且工程师和材料短缺<sup>[16,17]</sup>。

### 荷兰

即便像荷兰这样的小国也为第二次世界大战及时地生产出雷达。海军配置了UHF脉冲雷达用于防空,并且开始10部样机的生产。计划于1940年5月10日为军队演示,但这正好是德国对其国家入侵的那一天。尽管如此,荷兰在战争期间还是设法在其战舰上装上了一部称为289型的雷达(在英联邦之外运转)。



### 微波磁控管

正如所提到的,二次大战初期英国伯明翰大学高功率腔体磁控管的发明,使雷达有了重大进展。磁控管极大地改变了当时雷达的特征,有了它就能够研制舰船和飞机可携带的具有小天线的雷达,以及陆地上可机动的系统。涉及早期雷达研究的大多数国家都意识到在微波频率获得高功率的重要性,并且试图提高常规磁控管的功率,但只有英国获得成功并且确保其在实战型雷达中的使用。美国于1940年秋组建了麻省理工学院辐射实验室,以利用英国的磁控管为基础,开始从事微波雷达的研制。他们在将新微波技术用于空中、陆地和海上军用雷达方面取得了巨大成功<sup>[6]</sup>。在战争年代麻省理工学院辐射实验室研制出了100多种不同类型的雷达系统,用于诸如空袭预警、高射炮控制、空中截击、盲目投弹和舰船探测等目的。

### 二战后

二战期间,雷达技术和系统发展迅速,但仍然有许多事要做。在战争结束后的最初几年,雷达研制主要集中在战争期间没有完成的那些事情上。自那时起,雷达能力得到持续发展。以下是许多重大雷达成就中的一部分<sup>[8]</sup>:

- 在动目标显示(MTI)脉冲雷达中,对多普勒效应的利用加以完善,以将所希望的目标从不想要的大地面回波中分离出来;
- 稳定的高功率放大器,如速调管、行波管和晶体管,它们使多普勒效应能够更好地应用,使复杂的波形能够利用,并可获得比磁控管高得多的功率;
- 单脉冲雷达的使用,使得对目标进行高精度角度跟踪变为可行;
- 脉冲压缩使人们能利用长波形获得高能量,通过长脉冲的内部调制同时实现短脉冲的分辨力;
- 机载合成孔径雷达(SAR)提供类似地图的高分辨力地面场景成像;
- 利用多普勒处理方法的机载雷达导致机载 MTI 和脉冲多普勒雷达的产生,这些雷达能够在严重的地杂波中检测飞机;
- 电扫相控阵天线提供快速波束扫描而无须天线的机械运动;
- 高频超视距雷达使对飞机的检测距离扩大10倍,接近2000nmi。
- 通过从回波信号提取信息,提供目标识别而使雷达变得不再是一个“点”探测器;
- 雷达已经变成气象学家的一个重要工具,并且通过观察和测量降雨;对危险的风切变和其他危险的气象条件告警;对风速及其方向的垂直轮廓提供实时测量而作为安全和有效空中旅行的辅助工具;
- 数字技术的快速进展,使得许多理论上的能力用数字信号处理和数字数据处理成为实际可行。

新工艺、新雷达技术和新雷达应用,为雷达自20世纪30年代问世以来的持续发展提供了动力。在写这一点的时候,雷达仍在发展并将继续发展下去。图1.6至图1.15说明各种类型雷达的一小部分实例。其中的一些,如机场监视雷达和机场表面检测设备对读者而言可能是熟悉的,因为在大的机场上都可看到它们。这里所示的其他雷达不是很常见,列出它们主要是想说明雷达系统的多样性。在第3,4,9章中将看到雷达系统的其他例子。

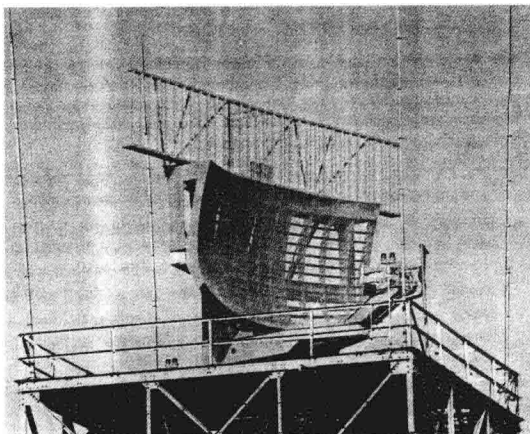


图 1.6 ASR-9 机场监视雷达,工作于 S 波段( $2.7\sim 2.9\text{GHz}$ ),采用速调管发射机,峰值功率为  $1.3\text{MW}$ 。脉冲宽度为  $1.0\mu\text{s}$ 。天线波束宽度为  $1.4^\circ$ ,增益为  $34\text{dB}$ ,转速为  $12.5\text{rpm}$ 。这种天线有两个垂直馈源,在仰角上产生两个重叠的波束。ASR-9 天线反射面顶部的阵列天线用于联邦航空局的空中交通管制雷达信标系统(ATCRBS)。机场监视雷达的作用距离大约  $50\sim 60\text{nmi}$  并提供机场附近的空中交通覆盖。该雷达类似于 ASR-12 雷达,只是 ASR-12 雷达采用的是固态发射机,需要不同波形来适应利用固态发射机所需要的高占空因子(照片由诺斯罗普格鲁曼公司提供)

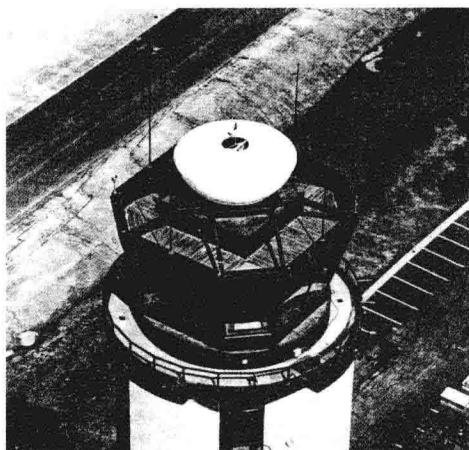


图 1.7 这部 ASDE-3 机场表面检测设备位于匹兹堡国际机场的控制塔上。它产生机场的高分辨率地图,以便对机场车辆交通和滑行飞机的运动进行监控和加速它们的运转。该 Ku 波段雷达工作于  $15.7\sim 17.7\text{GHz}$ 。峰值功率为  $3\text{kW}$ ,脉冲宽度为  $40\text{ns}$ ,脉冲重复频率为  $16\text{kHz}$ 。天线及其旋转罩一起旋转,转速为  $60\text{rpm}$ 。天线增益为  $44\text{dB}$ ,方位波束宽度为  $0.25^\circ$ (对雷达而言是很窄的波束宽度),仰角波束宽度为  $1.6^\circ$ 。该雷达采用圆极化方式并且在 16 个脉冲上有脉冲到脉冲频率捷变。二者都有助于提高雨中对飞机和车辆的可检测性。显示距离为  $600\sim 7300\text{m}$ 。图中旋转罩顶部看到的洞是一个舱口,通常是不开的(它在照这张相时是开着的,以便使用测绘仪对天线进行精确定位)。图中示出在旋转罩四周有 4 根避雷针(照片由诺斯罗普格鲁曼诺顿系统公司提供)

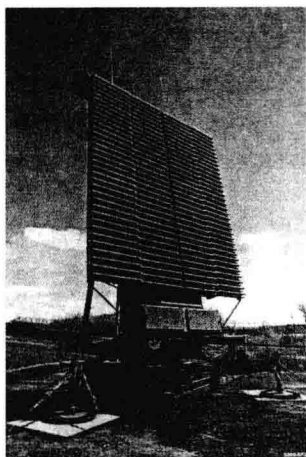


图 1.8 TPS-117 是一部可运输的三坐标军用对空监视雷达,天线尺寸为  $5.70\text{m}$ (18.7 英尺)高 $\times$  $4.75\text{m}$ (15.6 英尺)宽,增益为 36dB。该雷达工作于 L 波段,中心频率为  $1.3\text{GHz}$ ,有 14% 的带宽。其平面相控阵天线在方位上的转速为 6rpm,而在  $0\sim 20^\circ$  仰角范围内为笔形波束电子扫描。方位波束宽度为  $3.4^\circ$ ,仰角波束宽度为  $2.7^\circ$ 。为了获得远的作用距离,该雷达采用  $410\mu\text{s}$  的脉冲宽度,并且通过线性调频脉冲压缩将其压缩到  $0.8\mu\text{s}$ 。其固态发射机分布在 34 行天线上,产生  $19\text{kW}$  的峰值功率和  $3.4\text{kW}$  的平均功率。架设时间为 8 人 45min (照片由洛克希德马丁公司提供,1999 年版权)

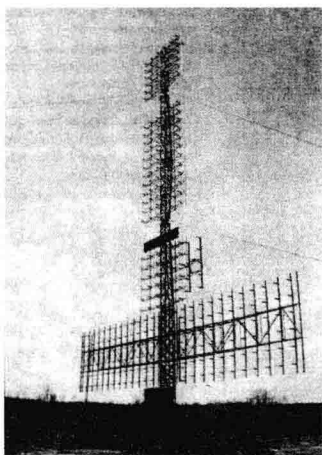


图 1.9 这是 55G6U VHF( $180\sim 220\text{MHz}$ )三坐标雷达,由俄罗斯 Nizhny Novgorod 无线电技术科学研究所研制。该雷达采用  $27\text{m}$  宽 $\times$  $6\text{m}$  高( $89\times 20$  英尺)的水平天线结构来获得被检测目标的距离和方位。垂直天线结构为  $30\text{m}$  高 $\times$  $6\text{m}$  宽( $98\times 20$  英尺)并且是电子控制的,以获得目标的仰角(和高度)。天线整体最高离地高度大约为  $42\text{m}$ (138 英尺),其转速为 6rpm。距离精度为  $100\text{m}$ ,方位精度为  $0.2^\circ$ ,仰角精度为  $400\text{m}$ 。该大型雷达是可运输的,并且可在 22h 内部署或重新部署(照片由俄罗斯 Nizhny Novgorod 科学研究和制造公司总设计师 A. A. Zachepitsky 提供)

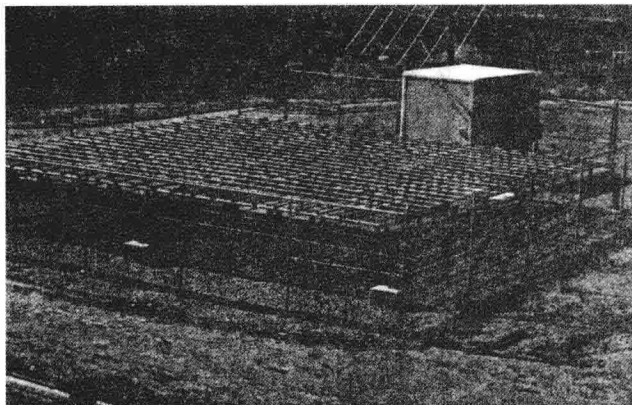


图 1.10 这是一部 UHF(404MHz)垂直方向观察风廓线的雷达。该雷达提供风(高度的函数)的速度和方向。相控阵天线为  $12\text{m} \times 12\text{m}$ , 波束宽度为  $4^\circ$ , 产生三个波束。一个波束垂直观察, 第二个波束向正北倾斜  $15^\circ$ , 第三个波束向正东倾斜  $15^\circ$ 。这三个波束的指向可以确定风向的水平和垂直分量以及速度。该雷达从晴朗天气获得回波, 这是由于湍流会引起大气的随机不均匀性。雷达的平均功率为  $2.2\text{kW}$ , 峰值功率为  $16\text{kW}$ , 可测量高达  $16\text{km}$  的风。风廓线不仅对于气象观察和预报而言是重要的, 而且对于有效(更省油)和安全的引导飞机也是重要的。该雷达无须现场人员进行操作和维护(照片由 D. W. van de Kamp 和美国国家海洋和大气局预报系统实验室提供, M. J. Post 协助)



图 1.11 这里所示的“寻路者公用设施测绘系统”(Path Finder Utility Mapping System)是一部透地雷达, 由一名操作员推动对地下电缆、管道、电线和其他掩埋物进行定位。图中可见操作员利用一个可穿着的带有平视显示器的计算机提供三维数据。穿透深度随土壤条件而变化, 但在许多类型的土壤条件下大约为  $2 \sim 3\text{m}$ 。这是一部工作在频谱较低的 VHF 和 UHF 波段的超宽带雷达的例子(照片由位于新罕布什尔州 North Salem 的地球物理勘测系统公司提供)

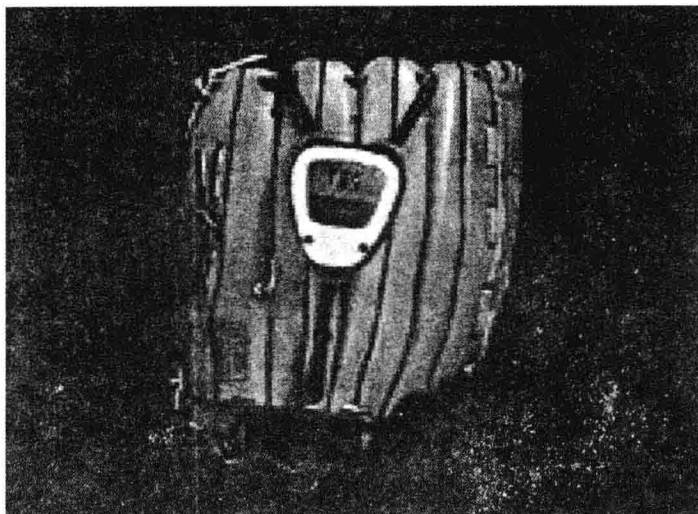


图 1.12 “手套”(Glove)雷达或许是可以买到的最小最便宜的雷达。这里示出的雷达是附在棒球手套背面,用来测量在刚要被接住之前球的速度。该雷达宽 2.5 英寸,长 3.5 英寸,厚 1.25 英寸,重 3 盎司。液晶显示器以英里/小时显示速度。频率为 5.6GHz,连续波发射机功率为 1mW(照片由位于俄亥俄州 Cincinnati 的 Al Dilz 和运动传感器公司提供)

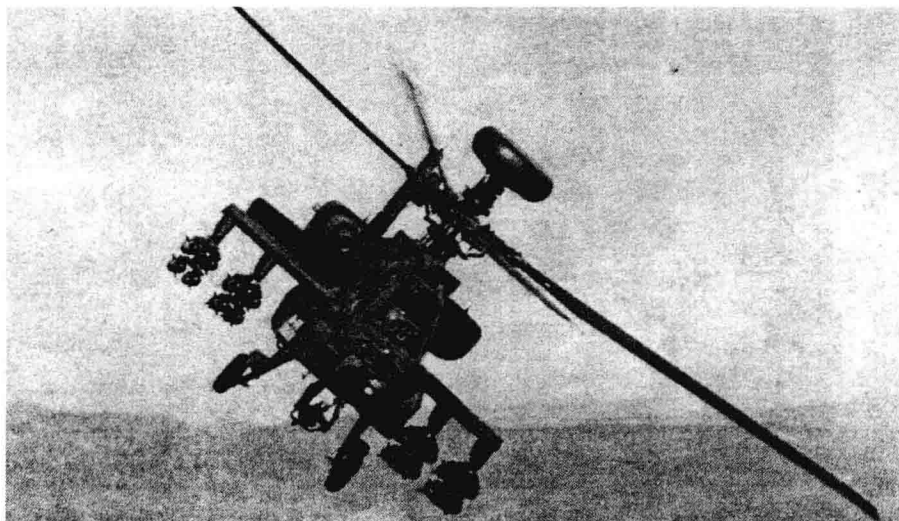


图 1.13 美国陆军“阿帕奇”直升机的“长弓”K<sub>a</sub>波段(35GHz)火控雷达,它装在使叶片转动的直升机桅杆顶部的天线罩中(照片由诺斯罗普格鲁曼公司提供)

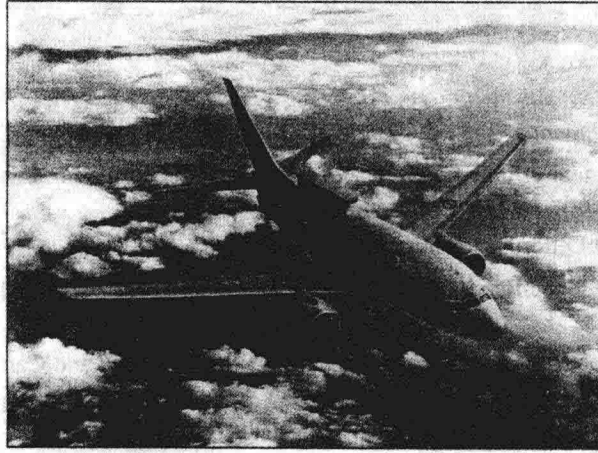


图 1.14 装在波音 737-700 飞机上的 L 波段电扫  $360^\circ$  Wedgetail 机载预警和控制(AEW&C)雷达。该雷达是为澳大利亚皇家空军研制的。飞机顶部的“顶舱”在保持飞机背部阵列系统的低阻力形面的同时,为前后覆盖范围提供实际的解决方案(照片由波音公司提供)

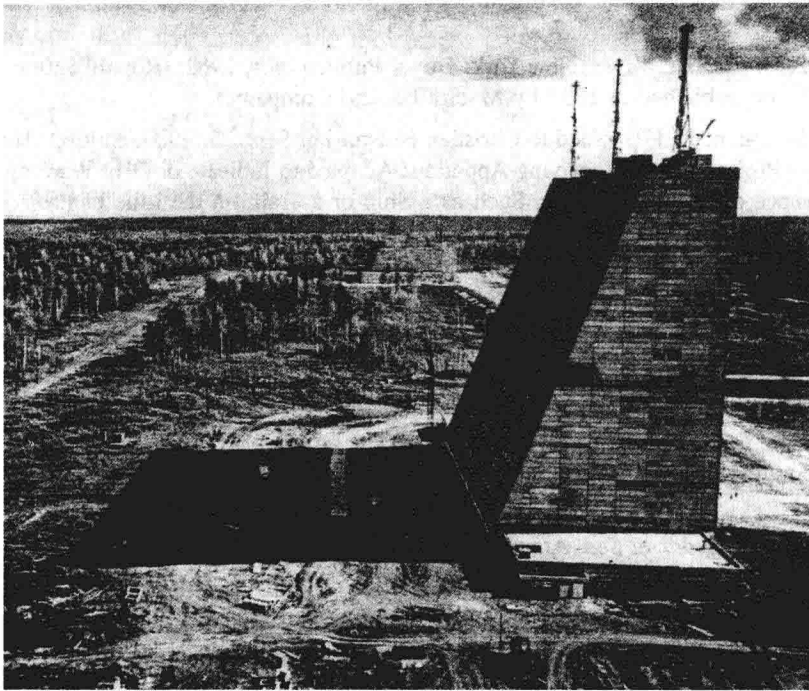


图 1.15 位于中西伯利亚克拉斯诺伏斯克的远程 VHF 波段苏联空间监视雷达。右边所示的是 30 层楼高的接收阵列天线,大约有一个足球场大。11 层楼高的发射相控阵天线在背景中几乎看不见。该雷达后来被拆掉了,但它类似于苏联研制和运转的其他大型相控阵雷达(照片由纽约时报 William J. Broad 提供)

## 参考文献

1. Kraus, J. D. *Antennas*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1988, Sec. 2.22.
2. Silver, S. *Microwave Antenna Theory and Design*. MIT Radiation Laboratory Series, vol. 12. New York: McGraw-Hill, 1949, Sec. 6.4.
3. IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, IEEE Std 521-1984.
4. DoD Index of Specifications and Standards, Supplement Part II, 1 March 1984, p. 101.
5. Performing Electronic Countermeasures in the United States and Canada, *U.S. Navy OPNAVINST 3430.9B*, 27 Oct. 1969. Similar versions issued as *U.S. Air Force AFR 55-44*, *U.S. Army AR 105-86*, and *U.S. Marine Corps MCO 3430.1*.
6. Guerlac, H. *Radar in World War II*. American Institute of Physics, Tomash Publishers, 1987.
7. Swords, S. S. *Technical History of the Beginnings of Radar*. London: Peter Peregrinus, 1986.
8. Skolnik, M. I. "Fifty Years of Radar." *Proc. IEEE*, vol. 73 (February 1985), pp. 182-197.
9. Hertz, H. *Electric Waves*. New York: Dover Publications, 1962. (Republication of the work first published in 1893 by Macmillan and Company.)
10. British Patent 13,170 issued to Christian Hulsmeier, Sept. 22, 1904, entitled "Hertzian-Wave Projecting and Receiving Apparatus Adapted to Indicate or Give Warning of the Presence of a Metallic Body, Such as a Ship or a Train, in the Line of Projection of Such Waves."
11. Marconi, S. G. "Radio Telegraphy." *Proc. IRE*, vol. 10, no. 4 (1992), p. 237.
12. Oral history of Leo C. Young, recorded October 15, 1953, regarding the origin of radar at the Naval Research Laboratory, from the *Rear Admiral Stanford C. Hopper collection of the Library of Congress, History of Naval Radio*, LWO 4934 R23B, Reels 150 and 151.
13. Allison, D. K. "New Eye for Navy Radar: The Origin of Radar at the Naval Research Laboratory." *Naval Research Laboratory Report 8466*, Washington, D.C., Sept. 28, 1981.
14. House, D. *Radar at Sea*. Annapolis, MD: Naval Institute Press, 1993, pp. 45-49.
15. Price, A. *Instruments of Darkness*. New York: Charles Scribner's, 1978, p. 61.
16. Nakajima, S. "The History of Japanese Radar Development to 1945." In *Radar Development to 1945*, Russel Burns, Ed. London: Peter Peregrinus, 1988, pp. 243-258.
17. Nakagawa, Y. *Japanese Radar and Related Weapons of World War II*. Laguna Hills, CA: Aegean Park Press, 1997.



## 习题

## 1.1

(a) 要获得 60nmi 的最大非模糊距离,雷达的脉冲重复频率应是多少?

(b) 当目标处于最大非模糊距离上,则雷达信号往返的时间是多长?

(c) 如果雷达的脉冲宽度为  $1.5\mu\text{s}$ ,则在距离坐标上脉冲能量在空间的范围(用 m 表示)是多少?

(d) 两个相等尺寸的目标如果要被  $1.5\mu\text{s}$  的脉冲宽度完全分辨出来,则二者必须相距多远(m)?

(e) 如果雷达的峰值功率为 800kW,则平均功率是多少?

(f) 这部雷达的占空因子是多少?

1.2 一部地基对空监视雷达工作频率为 1300MHz(L 波段)。它对于  $1\text{m}^2$  ( $\sigma=1\text{m}^2$ ) 雷达横截面积的目标的最大检测距离为 200nmi。天线尺寸为 12m 宽 $\times$ 4m 高,天线孔径效率为  $\rho_a=0.65$ 。接收机最小可检测信号  $S_{\min}=10^{-13}\text{W}$ ,确定:

(a) 天线有效孔径  $A_e(\text{m}^2)$  和天线增益  $G$ [用数字和 dB 表示,其中,  $G(\text{dB})=10\lg G$  ( $G$  是数字)];

(b) 发射机峰值功率;

(c) 实现 200nmi 最大非模糊距离的脉冲重复频率;

(d) 如果脉冲宽度为  $2\mu\text{s}$ ,发射机的平均功率;

(e) 占空因子;

(f) 水平波束宽度( $^\circ$ )。

## 1.3

(a) 雷达发射机平均功率为 200W,脉冲宽度为  $1\mu\text{s}$ ,脉冲重复频率为 1000Hz,则雷达的峰值功率是多少?

(b) 如果这部地基空中监视雷达的频率为 2.9GHz(S 波段),矩形天线尺寸为 5m 宽 $\times$ 2.7m 高,天线孔径效率  $\rho_a=0.6$ ,最小可检测信号  $S_{\min}=10^{-12}\text{W}$ (依据雷达方程中  $P_t$  是峰值功率),则地基雷达的作用距离(nmi)是多少?

(c) 接收到的回波信号功率是距离的函数,画出 10~80nmi 的关系图。

1.4 月球作为一个雷达目标可作如下描述:到月球的平均距离为  $3.844\times 10^8\text{m}$ (大约 208000nmi);实验测量的雷达横截面积为  $6.64\times 10^{11}\text{m}^2$ (在一系列雷达频率上的平均值);月球半径为  $1.738\times 10^6\text{m}$ 。

(a) 雷达脉冲到月球的往返时间(s)是多少?

(b) 要没有距离模糊,则脉冲重复频率应是多少?

(c) 为了探索月球表面的特性,需要有一个比(b)更高的脉冲重复频率(prf)。如果要观察从月球前半球来的回波,则脉冲重复频率可以多高?

(d) 如果天线直径为 60 英尺,孔径效率为 0.6,频率为 430MHz,接收机最小可检测信号为  $1.5\times 10^{-16}\text{W}$ ,则要求峰值功率是多少? 你的答案会令你吃惊吗? 如果是,为什么?

(e) 半径为  $a$  的完全导电的光滑球体的雷达横截面积为  $\pi a^2$ 。如果月球是一个完全光滑、导电的表面,则其雷达横截面积是多少?为什么测量的月球雷达横截面积(上面给出的)与该值不同?

1.5 装在汽车上的雷达,用来确定在其正前方行驶的车辆的距离。雷达的工作频率为 9375MHz(X 波段),脉冲宽度为 10ns( $10^{-8}$ s),最大作用距离为 500 英尺。

(a) 对应于 500 英尺的脉冲重复频率是多少?

(b) 距离分辨力(m)是多少?

(c) 如果天线波束宽度为  $6^\circ$ ,则在 500 英尺距离上,横向距离分辨力(m)是多少?你认为该横向距离分辨力足够吗?

(d) 如果天线尺寸为 1 英尺 $\times$ 1 英尺,天线效率为 0.6,则天线增益是多少?

(e) 如果最小可检测信号为  $5 \times 10^{-13}$  W,找出检测 500 英尺距离上雷达横截面积为  $10\text{m}^2$  目标所需要的平均功率。

1.6 确定使下列雷达成本最小时的

(a) 峰值功率(W)

(b) 天线物理面积( $\text{m}^2$ )

频率:1230MHz(L 波段)

天线孔径效率:0.6

接收机最小可检测信号: $3 \times 10^{-13}$  W

发射机单位成本:每瓦峰值功率 \$ 2.20

天线单位成本:每平方米物理尺寸 \$ 1400

接收机和其他项目成本: \$ 1 000 000

雷达必须检测 200nmi 距离上横截面积为  $2\text{m}^2$  的目标

(你将需要采用雷达距离方程的某一种简单形式)

(c) 天线成本和发射机成本各是多少?

(d) 在一部新雷达设计中,作为首次尝试,你将如何在天线和发射机之间分配成本(仅依据对以上习题的答案)?

1.7 谁发明了雷达?(请解释你的答案)

1.8 已经给出雷达方程的三种简单形式。在式(1.9)中,波长是分子,在式(1.10)中,波长是分母,而在式(1.7)中,没有波长的明确表示。你对下列问题作何答复:“雷达作用距离是如何随雷达波长而变化的,其他一切都不变?”

1.9 如果发射机质量正比于发射机功率(即  $W_t = k_t P_t$ )且如果天线质量正比于其体积(使得我们可以说其质量正比于天线孔径面积  $A$  的  $3/2$  次方,即  $W_A = k_A A^{3/2}$ ),假设距离固定,则天线质量和发射机质量之间有什么关系才能使总质量  $W = W_T + W_A$  为最小?(你将需要一种雷达方程的简单形式来获得  $P_t$  和  $A$  之间的关系。)

## 第2章 雷达方程

### 2.1 引言

在 1.2 节中推导的简单形式的雷达方程表示在雷达灵敏度受到接收机噪声限制时,根据关键雷达参数和目标雷达横截面积所得到的最大雷达作用距离  $R_{\max}$ ,其表达式为<sup>①</sup>

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{\min}} \right]^{1/4} \quad (2.1)$$

式中,  $P_t$ ——发射功率,单位:W;

$G$ ——天线增益;

$A_e$ ——天线有效孔径,单位: $\text{m}^2$ ;

$\sigma$ ——目标的雷达横截面积,单位: $\text{m}^2$ ;

$S_{\min}$ ——最小可检测信号,单位:W。

除目标的雷达横截面积外,该简单形式的雷达方程的参数均受雷达设计师的控制。它说明如果希望探测距离远,则发射功率要大,所辐射能量应集中在一个窄波束内(大发射增益),回波能量应通过大天线口径(也等同于大增益)接收,并且接收机应对微弱信号敏感。

实际上,该简单形式的雷达方程并不能恰当地预测实际雷达的距离性能。当采用式(2.1)时,经常会发现真实距离可能只有预测值的一半<sup>[1]</sup>。该简单形式的雷达方程的失效是由于:① 最小可检测信号的统计特征(通常由接收机噪声决定);② 目标雷达横截面积的起伏和不确定性;③ 雷达系统损耗;④ 由地球表面和大气层引起的传播效应。接收机噪声和目标横截面积的统计特征要求最大雷达作用距离以概率而不是一个简单的数字来描述。因此,距离指标必须包括雷达探测一个特定距离上规定目标的概率,且在无目标回波出现时有规定的虚假检测概率。因此,雷达作用距离将是检测概率  $P_d$  和虚警概率  $P_{fa}$  的函数。

由于决定雷达作用距离的许多参数存在着不确定性,因此,不能用任意高的精度来预测雷达作用距离。即使这些影响雷达作用距离的因素可以高精度地预测出来,雷达检测的统计特征、目标雷达横截面积的可变性和其他影响因素,也会使精确地校验所预测的作用距离变得困难。尽管没有人们所希望的那样精确,雷达方程还是进行以下工作的一个重要工具:① 评估雷达性能;② 在设计一部新雷达系统时确定必须考虑的系统折中;③ 采购新雷达时辅助提出技术要求。

在这一章中,简单雷达方程将得到扩充,引入在雷达性能受到接收机噪声限制时影响雷达作用距离的许多重要因素。除非另有说明,否则波形将假定为脉冲波形。本章除了提供一个更完整的雷达作用距离表达式外,还介绍一些基本雷达概念。

---

① 也可利用关系式  $G=4\pi A_e/\lambda^2$  通过增益或有效孔径来表示。

仅用一章的篇幅来详细讨论所有影响雷达作用距离预测的因素是不够的。因此,许多内容只能一带而过。更详细的信息可在随后的一些章节和列出的参考文献,特别是在 Lamont Blake<sup>[2,3]</sup>的著作中找到。

## 2.2 噪声中信号的检测

雷达接收机检测微弱回波信号的能力,受到总是存在的与信号具有相同频谱的噪声的限制。接收机刚好可检测到的最微弱信号,为最小可检测信号。在雷达方程(2.1)中,它用  $S_{\min}$  表示。不过,最小可检测信号在雷达中并不常见,而且它不是描述雷达接收机检测目标回波信号的最好方法,参见 2.3 节。

雷达信号的检测基于在接收机输出端设立一个门限。如果接收机输出大到超过这一门限,就认为有目标存在。如果接收机输出幅度没有超过这个门限,就认为只有噪声存在。这就是所谓的门限检测。图 2.1 表示雷达接收机输出与时间的函数关系。它可以看成在 A 型显示器(显示幅度与时间或距离的关系)上的视频输出。输出出现起伏是由于接收机噪声的随机特征所造成的。

在有大的目标回波信号时,如图 2.1 中 A 处所示,可以依据其相对于均方根噪声电平的幅度来识别该目标。如果门限电平设置恰当,那么在只有噪声时,接收机输出通常不应超过此门限,但是如果大目标回波信号和噪声一起存在时,接收机的输出将超过该门限。如果门限电平设置过低,噪声就有可能超过此门限而被误认为目标,这就是所谓的“虚警”。如果门限设置过高,噪声可能不足以大到引起虚警,但微弱目标回波也可能不会超过此门限,从而不被检测到。当这种情况发生时,就叫做所谓的“丢失检测”。在早期雷达中,门限电平是基于雷达操作员对阴极射线管显示器上所看到的雷达输出的判断来设定的。在具有自动检测(电子判断)功能的雷达中,门限是根据经典检测理论来设定的,这将在本章后面叙述。

假定图 2.1 中的输出来自匹配滤波器接收机。正如 1.3 节所提到的,匹配滤波器是一种使输出信-噪比最大的滤波器(第 6.2 节作详细讨论),几乎所有的雷达都采用匹配滤波器或很接近于匹配滤波器的滤波器。匹配滤波器不保存输入波形的形状。例如,类似矩形的脉冲在匹配滤波器输出端多少有点像三角形。因此,图中所示的接收机输出更像一串三角形脉冲,而不是矩形的。匹配滤波器改变接收信号的形状这一事实没有多少不良影响。设计滤波器的目的不是保存信号形状,而是要使可检测性最大。

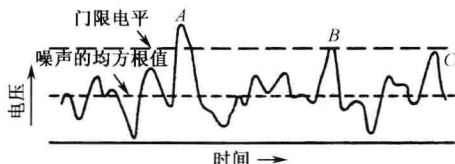


图 2.1 作为时间(或距离)函数的雷达接收机输出包络。A, B, C 表示信号加噪声。A, B 为有效检测, C 为丢失检测

图 2.1 中门限电平由虚线表示。如果信号像 A 点那样足够大,就不难确定有一个目标回波信号存在。考虑 B 点和 C 点这两个微弱信号,它们表示具有同等幅度的两个目标回波。假

定  $B$  点和信号在一起的噪声幅度为正值并且加到目标信号上,这样信号加噪声的合成幅度就能超过门限而被认为是一个目标。在  $C$  点,假定目标信号与噪声相减,那么信号和噪声的合成就没有超过门限而丢失一次检测。因此,总是存在的噪声有时会增强边缘电平信号的检测,但也可引起检测丢失。

如果门限较低,则  $C$  点的信号将被检测到;但门限太低会使纯噪声超过门限而被误检的可能性增加。因此,恰当的门限选择是一种权衡考虑,它取决于避免产生下述错误到底有多重要:① 没有能识别出存在的目标信号(丢失检测);② 当没有目标时错误地指示有目标信号(虚警)。

前面提到过的信-噪比,是一种比最小可检测信号更好的雷达检测性能的度量。下面研究这两者之间的关系。

### 2.3 接收机噪声和信-噪比

在微波频率上,与目标回波信号竞争的噪声通常是在接收机内部产生的。如果雷达工作在一个完全没有噪声的环境中,就没有外部噪声源伴随目标信号;如果接收机非常完善,不产生过多的噪声,但在接收机输入级的电阻部分仍会由于导电电子的热运动而产生噪声。这就是所谓的“热噪声或约翰逊噪声”,其大小直接正比于带宽和输入电路电阻部分的绝对温度。在带宽为  $B_n$  (Hz)、绝对温度为  $T$  (K) 的接收机输入端产生的有效热噪声功率(W)为

$$\text{可获得的有效热噪声功率} = kTB_n \quad (2.2)$$

式中,  $k$  = 玻耳兹曼常数 =  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K (术语“可获得”是指器件采用匹配输入和匹配负载来工作的)。超外差式接收机(几乎所有雷达接收机均为此类型)的带宽取为中频放大器(或匹配滤波器)的带宽。

式(2.2)中,带宽  $B_n$  称为“噪声带宽”,定义为<sup>[4]</sup>

$$B_n = \frac{\int_0^\infty |H(f)|^2 df}{|H(f_0)|^2} \quad (2.3)$$

式中,  $H(f)$  为中频放大器(滤波器)的频率响应函数,  $f_0$  为最大响应频率(通常发生在频带中央)。噪声带宽与人们更熟悉的半功率或 3dB 带宽不同。式(2.3)说明噪声带宽是等效矩形滤波器的带宽,该矩形滤波器的噪声功率输出与具有频率响应函数  $H(f)$  的滤波器相同。“半功率带宽”是一个广泛用于电子工程领域的术语,它定义为频率响应函数  $H(f)$  的响应由最大值减小到 0.707 (3dB 功率)的各点之间的间隔。虽然它不同于噪声带宽,但对于许多实际的雷达接收机而言,半功率带宽是一种合理的近似<sup>[5,6]</sup>。因此,通常用半功率带宽  $B$  来近似表示噪声带宽  $B_n$ ,在本章的其他部分将这样设定。

在实际的接收机中噪声功率大于仅由热噪声引起的噪声功率。真实接收机(或网络)的噪声输出与只有热噪声的理想接收机的噪声输出之比称为噪声系数,定义为

$$F_n = \frac{\text{实际接收机噪声输出}}{\text{在标准温度 } T_0 \text{ 时理想接收机的噪声输出}} = \frac{N_{\text{out}}}{kT_0BG_a} \quad (2.4)$$

式中,  $N_{\text{out}}$  为接收机噪声输出,  $G_a$  为有效增益。噪声系数根据标准温度  $T_0$  确定,IEEE 将标准温度  $T_0$  定义为 290K (62 °F),接近于室温(标准温度保证了可能在不同温度时所作测量的一

致性)。有了这个定义,噪声系数定义中的因子  $kT_0$  为  $4 \times 10^{-21} \text{ W/Hz}$ ,该值比玻耳兹曼常数更容易记住。有效增益  $G_a$  是输出信号  $S_{\text{out}}$  与输入信号  $S_{\text{in}}$  之比,这时输入和输出都应是匹配的以得到最大输出功率。输入噪声  $N_{\text{in}}$  在理想接收机中等于  $kT_0 B_n$ 。因此,式(2.4)给出的噪声系数定义可改写为

$$F_n = \frac{S_{\text{in}}/N_{\text{in}}}{S_{\text{out}}/N_{\text{out}}} \quad (2.5)$$

该方程表示噪声系数可以用来衡量当信号通过接收机时信-噪比的衰减情况。

重新组织式(2.5),输入信号为

$$S_{\text{in}} = \frac{kT_0 BF_n S_{\text{out}}}{N_{\text{out}}} \quad (2.6)$$

如果最小可检测信号  $S_{\text{min}}$  相当于在中频放大器输出端的最小可检测信-噪比,即  $(S_{\text{out}}/N_{\text{out}})_{\text{min}}$  时  $S_{\text{in}}$  的值,那么

$$S_{\text{min}} = kT_0 BF_n \left( \frac{S_{\text{out}}}{N_{\text{out}}} \right)_{\text{min}} \quad (2.7)$$

将上式代入式(2.1)并且忽略  $S$  和  $N$  的下标,得到下列雷达方程式

$$R_{\text{max}}^4 = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 kT_0 BF_n (S/N)_{\text{min}}} \quad (2.8)$$

为方便起见,左边的  $R_{\text{max}}$  通常写成四次方,而不是将方程右边开四次方。

在该雷达方程中,最小可检测信号用最小可检测信-噪比  $(S/N)_{\text{min}}$  来替代。其优点是  $(S/N)_{\text{min}}$  与接收机带宽和噪声系数无关,就像我们将在 2.5 节所看到的,它可用检测概率和虚警概率来表示,而这两个参数与雷达用户的需求有关。

上面的信-噪比为中频放大器输出端的信-噪比,因为使中频放大器输出端信-噪比最大等效于作出门限判决后使视频输出最大化<sup>[7]</sup>。

在继续研究雷达方程之前,为了以统计术语来描述信-噪比,有必要另外对概率密度函数概念简要回顾一下。熟悉概率密度函数的读者可忽略下一节内容。

## 2.4 概率密度函数

在这一节中,我们介绍概率密度函数的概念,列举并且给出它在雷达信号检测中非常重要的一些例子。

噪声是一种随机现象。因此,有噪声时的信号检测也是一种随机现象,应该用统计术语来描述。概率是对某个事件发生可能性的度量。概率范围为  $0 \sim 1$  (有时概率用百分比  $0\% \sim 100\%$ ,而不是  $0 \sim 1$  表示)。确定的事件概率为 1,不可能事件概率为 0。对事件给予中等概率的赋值,使得越有可能的事件概率越大。概率表示独立的事件,例如随机噪声这样的连续函数由概率密度函数表示,简写为 pdf。

令变量  $x$  表示一个随机过程,如噪声电压或电流的值。设每个  $x$  代表一条垂直线上的一个点与一固定参考点到它的距离。离固定参考点的距离  $x$  可表示噪声电压或噪声电流的值。将该线分成长度为  $\Delta x$  的小段并计算  $x$  落入每个间隔的次数。于是概率密度函数定义为

$$p(x) = \lim_{\substack{\Delta x \rightarrow 0 \\ N \rightarrow \infty}} \frac{(x \text{ 处 } \Delta x \text{ 内的值的数目})/\Delta x}{\text{值的总数} = N} \quad (2.9)$$

因此,  $p(x)$  将概率表示为密度而不是离散值, 更适合看作时间连续函数, 如在雷达接收机中的噪声。

$x$  的某一特定值落在以  $x$  为中心的无穷小间隔  $dx$  内的概率就是  $p(x)dx$ 。通过对  $p(x)$  在感兴趣范围内进行积分, 就得到  $x$  值落在从  $x_1$  到  $x_2$  这个有限范围内的概率, 即

$$\text{概率}(x_1 < x < x_2) = \int_{x_1}^{x_2} p(x) dx \quad (2.10)$$

根据定义, 概率密度函数始终取正值。由于每次测量必定给出某一个值, 因此, 概率密度函数在  $x$  所有值上的积分必须等于 1, 即

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1 \quad (2.11)$$

这一条件用来对 pdf 进行归一化。由概率密度函数  $p(x)$  描述的变量函数  $\phi(x)$  的平均值为

$$\langle \phi(x) \rangle_{av} = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(x) p(x) dx \quad (2.12)$$

这是根据平均值和概率密度函数定义得到的结果。由上可知,  $x$  的平均值为

$$\langle x \rangle_{av} = m_1 = \int_{-\infty}^{\infty} x p(x) dx \quad (2.13)$$

而  $x$  的均方值为

$$\langle x^2 \rangle_{av} = m_2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx \quad (2.14)$$

$m_1$  和  $m_2$  分别叫做随机变量  $x$  的一阶矩和二阶矩。如果  $x$  表示电压或电流, 则  $m_1$  为直流分量, 由直流电压表或安培表直接读出读数。电流的均方值  $m_2$  与电阻相乘时, 得出平均功率 (在检测理论中, 习惯于取电阻为  $1\Omega$ , 所以  $m_2$  通常表示平均功率)。方差  $\sigma^2$  是  $x$  关于其平均值  $m_1$  的均方偏差, 表示为

$$\sigma^2 = \langle (x - m_1)^2 \rangle_{av} = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_1)^2 p(x) dx = m_2 - m_1^2 \quad (2.15)$$

它有时叫“二阶中心矩”。如果随机变量  $x$  是一个噪声电流, 则方差和电阻的乘积是交流分量的平均功率。方差的平方根为标准偏差且是交流分量的均方根(rms), 通常表示成  $\sigma$ 。下面考虑 4 个概率密度函数例子。

**均匀 pdf** 见图 2.2(a), 定义为

$$\begin{aligned} p(x) &= k && \text{对 } a < x < a + b \\ &= 0 && \text{对 } x < a \text{ 和 } x > a + b \end{aligned}$$

式中,  $k$  是一个常数。它描述随机正弦波相对于某一特定时间原点的相位, 这里, 正弦波的相位在  $0 \sim 2\pi$  之间具有等同概率。均匀 pdf 也描述在数字计算和模/数变换中舍入(量化)误差的分布。

通过令概率密度函数对  $x$  所有值的积分等于 1 [式(2.1)] 可见, 常数  $k$  等于  $1/b$ 。由式(2.13)可知, 该均匀分布的平均值为  $a + (b/2)$ , 关于这一点, 只要观察一下本简单例子就可知道。式(2.15)的方差等于  $b^2/12$ 。

**高斯 pdf** 高斯概率密度函数在检测理论中很重要, 因为它描述包括接收机热噪声在内的许多种噪声源。而且, 它比许多其他 pdf 更便于数学运算。高斯概率密度函数外形像铃形, 见图 2.2(b), 其表达式为



$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2.16)$$

式中,  $\exp[\cdot]$  为指数函数,  $\sigma^2$  为  $x$  的方差, 而  $x_0$  为  $x$  的平均值。

高斯 pdf 具有表示许多统计现象的能力是由于“中心极限定理”的缘故。该定理说, 在很普遍的假设条件下, 无论各个 pdf 是什么, 大量独立分布的数量之和的概率密度函数都趋近高斯 pdf。

**瑞利 pdf** 这对雷达而言是令人感兴趣的, 因为当输入噪声电压为高斯型时, 窄带滤波器(如雷达接收机的中频滤波器)输出的包络是通过瑞利 pdf 来描述的。某些类型的目标和杂波的雷达横截面积的统计特性也满足这种 pdf, 表示为

$$p(x) = \frac{2x}{m_2} \exp\left(-\frac{x^2}{m_2}\right) \quad x \geq 0 \quad (2.17)$$

式中,  $m_2 = \langle x^2 \rangle_{av}$  是  $x$  的均方值。瑞利 pdf 见图 2.2(c)。它是含有一个参数的 pdf(均方值), 而且, 其标准偏差等于平均值的 0.523(即  $\sqrt{(4/\pi)-1}$ ) 倍。

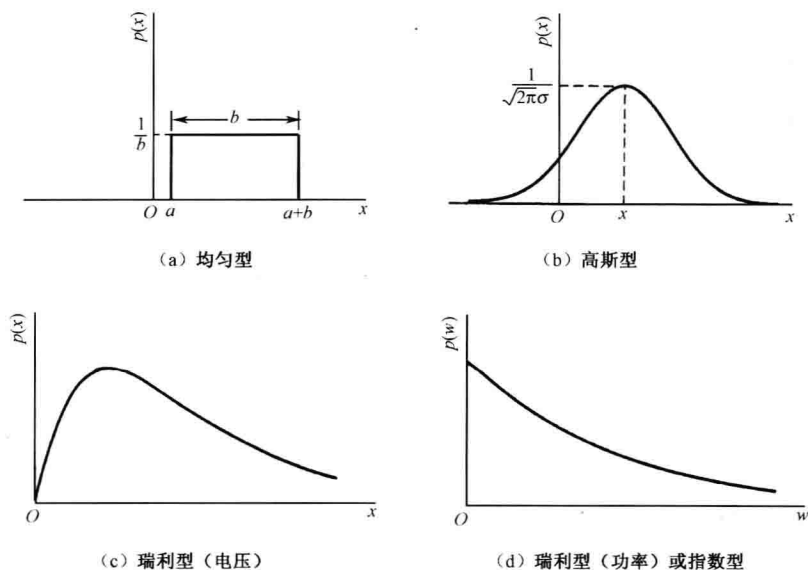


图 2.2 概率密度函数示例

**指数 pdf** 当瑞利 pdf 中的  $x^2$  用  $w$  替代时, 则该 pdf 变成

$$p(w) = \frac{1}{w_0} \exp\left(-\frac{w}{w_0}\right) \quad w \geq 0 \quad (2.18)$$

式中,  $w_0$  是  $w$  的平均值。这就是指数 pdf, 但有时也叫“瑞利-功率 pdf”, 见图 2.2(d)。如果瑞利 pdf 中参数  $x$  是电压, 那么,  $w$  就表示功率, 而  $w_0$  表示平均功率。指数 pdf 的标准偏差等于平均值。

**其他 pdf** 在本章后面, 将提到用作描述目标雷达横截面积起伏特性的统计模型的 Rice pdf, 对数正态 pdf 和  $\chi$  平方 pdf。第 7.5 节将进一步讨论用于杂波(杂波是来自陆地、海上或者气象的回波, 它们会干扰对所希望目标的检测)统计的概率密度函数。

统计现象还可用概率分布函数  $P(x)$  来表示,它与概率密度函数  $p(x)$  的关系为

$$P(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx \text{ 或 } p(x) = \frac{d}{dx} P(x) \quad (2.19)$$

**概率密度函数用途举例** 下面是利用概率密度函数的一个简单例子。它涉及当输入是零平均值的高斯噪声电压(热噪声)时,对半波线性整流器输出电压平均值(直流分量)的计算<sup>[8]</sup>。答案本身对我们感兴趣的雷达检测几乎没有什么意义,但所采用的方法类似于下节提到的更复杂的计算雷达接收机统计输出的步骤。

零平均高斯噪声电压  $x$  在输入端的概率密度函数(pdf)为

$$p(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \quad -\infty < x < \infty$$

对于输入  $x$ ,半波整流器的输出  $y$  为

$$y = ax \quad x \geq 0$$

和

$$y = 0 \quad x < 0$$

式中,  $a$  为常数。要求出输出平均值,必须算出输出端的 pdf。输出 pdf 有三个分量。第一个分量是整流器输出落在  $y$  和  $y+dy$  ( $y>0$ ) 之间的概率。它与  $x>0$  时落在  $x$  和  $x+dx$  之间的概率相同。因此

$$p(y) dy = p(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}a\sigma} e^{-\frac{y^2}{2a^2\sigma^2}} dy \quad y > 0$$

第二个分量是  $y=0$  的概率,它与  $x<0$  的概率相同,为  $1/2$  (因为在一半的时间内噪声电压为负值,不通过半波整流器)。这用  $(1/2)\delta(y)$  来表示,其中  $\delta(y)$  是  $\Delta$  函数,当  $y=0$  时,其值为 1,否则为 0。第三个分量是当  $y<0$  时的概率。当  $y<0$  时,整流器没有输出。因此,  $y<0$  的概率为 0。把这三个分量合成,得到

$$p(y) dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi}a\sigma} e^{-\frac{y^2}{2a^2\sigma^2}} dy + \frac{1}{2}\delta(y) dy + 0 \quad y \geq 0$$

直流分量为  $m_1 = \int_{-\infty}^{\infty} y p(y) dy$ , 或

$$m_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}a\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} y e^{-\frac{y^2}{2a^2\sigma^2}} dy + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} y \delta(y) dy$$

第二个含  $\Delta$  函数的积分为 0,因为只有当  $y=0$  时,  $\delta(y)$  才有值。第一个积分很容易评估。结果是直流分量,等于  $a\sigma/\sqrt{2\pi}$ 。

在这个例子中,我们从描述输入的 pdf 出发,求出描述输出的 pdf。在下一节中,将按照类似的步骤来求检测概率和虚警概率,但只提供答案而不进行更详尽的数学推导。

## 2.5 检测和虚警概率

下面要描述的是,如何求出实现所规定的检测概率和虚警概率所要求的最小信-噪比。利用雷达距离式(2.8)计算雷达最大作用距离时,需要信-噪比。噪声中信号检测的基本概念在 Rice<sup>[9]</sup> 的经典评论文章或者关于检测理论的一些教科书<sup>[10]</sup> 中都可找到。

**包络检波器** 图 2.3 示出由带宽为  $B_{IF}$  的中频放大器、第二检波器<sup>①</sup>、带宽为  $B_v$  的视频放大器和进行检测判决的门限所组成的超外差式雷达接收机的一部分。中频滤波器、第二检波器和视频滤波器构成了包络检波器,而视频放大器的输出为中频信号的包络或调制。(包络检波器要求视频带宽  $B_v \geq B_{IF}/2$ , 和中频中心频率  $f_{IF} \gg B_{IF}$ 。这些条件通常在雷达中是满足的。)包络检波器让调制通过并且抑制载波。第二检波器是一种非线性器件(如二极管)。检波器特性可假设是线性或平方律的,因为对于任一种选择,其对检测概率的影响是不敏感的(平方律特性通常易于数学处理,但实践中最好用线性律的,因为它比平方律允许有更大的动态范围)。雷达接收机带宽是中频放大器带宽。中频放大器输出包络是加到门限检波器上的信号。当接收机输出超过门限时,说明有信号出现。

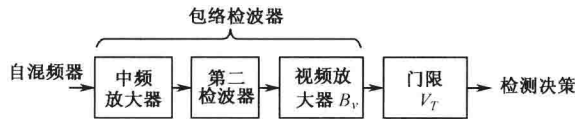


图 2.3 雷达接收机的一部分,在该接收机中,对回波信号进行检波并且作出检测决策

**虚警概率** 中频滤波器(这里,术语滤波器和放大器可互换使用)输入端的接收机噪声用具有零平均值的式(2.16)的高斯概率密度函数来描述,即

$$p(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\Psi_0}} \exp\left(-\frac{v^2}{2\Psi_0}\right) \quad (2.20)$$

式中,  $p(v)dv$  是在  $v$  值和  $v+dv$  之间出现噪声电压  $v$  的概率,而  $\Psi_0$  是噪声电压的均方值(平均噪声功率)。S. O. Rice 在《贝尔系统技术杂志》上的论文<sup>[9]</sup>已经证明,当高斯噪声通过中频滤波器时,包络  $R$  的概率密度函数由瑞利 pdf 的一种形式给出

$$p(R) = \frac{R}{\Psi_0} \exp\left(-\frac{R^2}{2\Psi_0}\right) \quad (2.21)$$

噪声电压包络超过电压门限  $V_T$  的概率是  $p(R)$  从  $V_T$  到  $\infty$  的积分,即

$$\text{概率}(V_T < R < \infty) = \int_{V_T}^{\infty} \frac{R}{\Psi_0} \exp\left(-\frac{R^2}{2\Psi_0}\right) dR = \exp\left(-\frac{V_T^2}{2\Psi_0}\right) \quad (2.22)$$

这就是虚警概率,因为它表示在仅有噪声存在时噪声超过门限被称为一个目标的概率。因此,用  $P_{fa}$  表示的虚警概率为

$$P_{fa} = \exp\left(-\frac{V_T^2}{2\Psi_0}\right) \quad (2.23)$$

式(2.23)给出的虚警概率本身并不表示雷达是否会由于过多的假目标指示而有麻烦。虚警间的时间是衡量噪声对雷达性能影响的一个较好的度量。

图 2.4 说明虚警出现的情况。当只有噪声存在时超过判定门限的噪声之间的平均时间称为虚警时间  $T_{fa}$ ,可表示为

$$T_{fa} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N T_k \quad (2.24)$$

① 超外差式接收机的包络检波器中的二极管这一级习惯上叫第二检波器,因为混频级也采用二极管,当初就叫第一检波器。混频级已不再称作第一检波器,但第二检波器这一名称在雷达实践中仍然保留下来以区别于雷达接收机中所采用的其他形式的检波器(如相位检波器和相敏检波器)。

式中,  $T_k$  是噪声包络超过门限  $V_T$  的时间间隔。虚警时间是一种比虚警概率更能使雷达用户或操作员理解的一种指标。虚警概率可以通过虚警时间表示, 即虚警概率  $P_{fa}$  是包络真正超过门限的时间与其可超过门限的总时间之比, 或者

$$P_{fa} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N t_k}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N T_k} = \frac{\langle t_k \rangle_{av}}{T_{fa}} = \frac{1}{T_{fa} B} \quad (2.25)$$

式中,  $t_k$  和  $T_k$  见图 2.4,  $B$  是雷达接收机中频放大器的带宽。噪声超过门限的平均持续时间  $\langle t_k \rangle_{av}$  近似为中频带宽  $B$  的倒数。 $T_k$  的平均值为虚警时间  $T_{fa}$ 。使式(2.23)和式(2.25)相等, 得到

$$T_{fa} = \frac{1}{B} \exp\left(\frac{V_T^2}{2\Psi_0}\right) \quad (2.26)$$

作为  $V_T^2/2\Psi_0$  的函数的  $T_{fa}$  的图形见图 2.5。如果中频放大器的带宽为 1MHz, 并且规定虚警间的平均时间间隔为 15min, 则虚警概率为  $1.11 \times 10^{-9}$ 。由式(2.26)得到门限电压为噪声电压均方根值的 6.42 倍, 或功率比  $V_T^2/\Psi_0$  为 16.2dB。

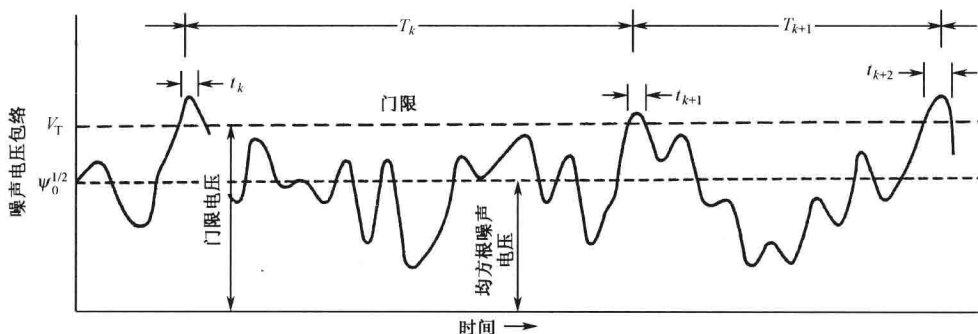


图 2.4 只有噪声时的接收机输出的包络, 它说明了虚警的持续时间及虚警间隔时间

雷达的虚警概率通常很小, 因为每  $1/B$  秒就要判决一次是否有目标出现。带宽  $B$  通常很大, 因此, 1s 内有许多机会出现虚警。例如, 当带宽为 1MHz (如  $1\mu s$  脉冲宽度的带宽) 时, 每 1s 要有 100 万次判决是否出现噪声或噪声加信号。如果平均每秒钟有一次虚警, 则本例中的虚警概率为  $10^{-6}$ 。

虚警时间  $T_{fa}$  和门限电平  $V_T$  之间的指数关系 [式(2.26)] 导致虚警时间对门限的微小变化敏感。如果带宽为 1MHz,  $10\log(V_T^2/2\Psi_0) = 13.2\text{dB}$ , 导致虚警时间大约为 20min。门限下降 0.5dB, 即下降到 12.7dB, 会使虚警时间下降一个量级, 大约为 2min。

如果设定门限稍高于所要求的值并且保持稳定, 则由于热噪声的缘故出现虚警的可能性很小。实际上, 虚警更可能来自进入雷达并且大到足以超过门限的杂波回波 (地杂波、海杂波、气象杂波、鸟和昆虫回波)。不过, 在雷达虚警时间指标中, 杂波几乎从未包括在内, 只有接收

① 译注: 原文为:  $P_{fa} = \frac{\sum_{k=1}^N t_k}{\sum_{k=1}^N T_k} = \frac{\langle t_k \rangle_{av}}{T_{fa} B}$ ; 疑漏误。

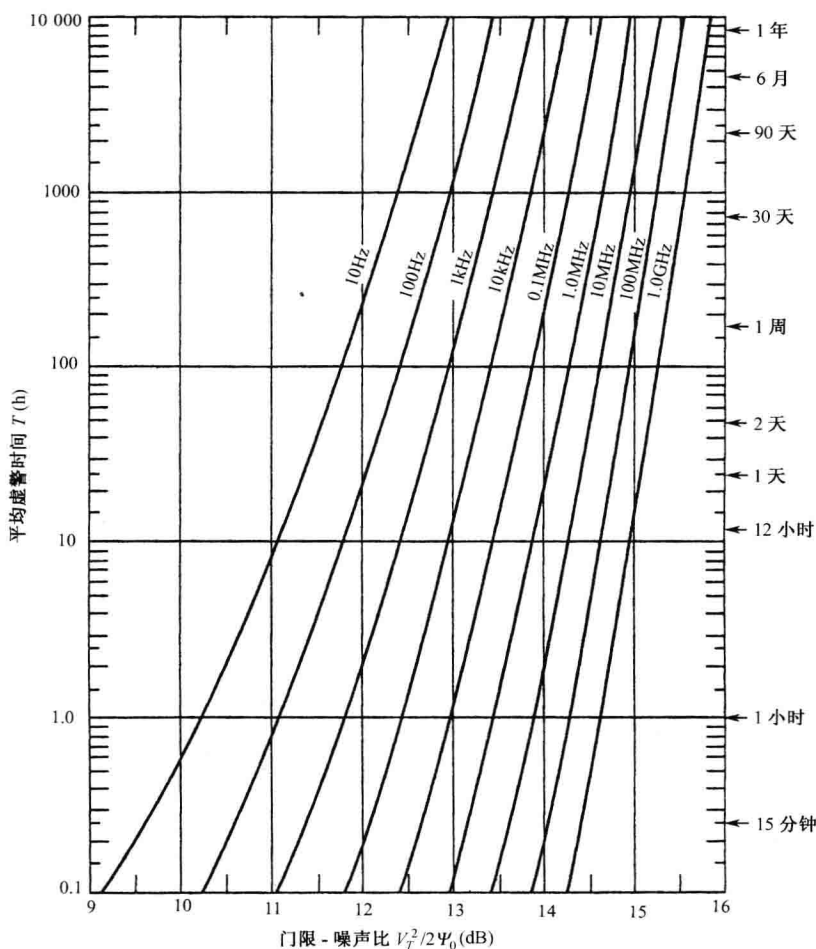


图 2.5 虚警间的平均时间是门限电平  $V_T$  和接收机带宽  $B$  的函数,  $\Psi_0$  是均方噪声电压

机噪声。

虽然噪声超过门限叫做虚警,但它未必是一次有虚假目标的报告。宣布出现一个目标,通常要求雷达对多次观察进行不止一次的检测才能完成(2.13 节)。在许多情况下,在宣布出现一个目标前,要求建立目标航迹。这一准则允许对每次检测有较高的虚警概率。因此,可以降低门限来提高检测,不会有过多虚假目标的报告。不过,在本章中,大多数与雷达方程有关的讨论所关心的是基于单次超过门限的检测判决。

如果关掉(或选通)接收机很短一段时间(在辐射脉冲发射期间通常会这样),则虚警概率将增加,其增加值是接收机不工作的时间与工作时间之比。这里假定虚警时间保持为常数。关掉接收机很短时间的影响几乎不必考虑,因为引起的虚警概率的变化和门限电平的变化很小。

**检测概率** 迄今为止,我们只讨论了雷达接收机只有噪声输入的情况。下面考虑在包络检波器输入端,有个幅度为  $A$  的正弦波和高斯噪声表示的回波信号。在视频输出端,包络  $R$  的概率密度函数为<sup>[9]</sup>

$$p_s(R) = \frac{R}{\Psi_0} \exp\left(-\frac{R^2 + A^2}{2\Psi_0}\right) I_0\left(\frac{RA}{\Psi_0}\right) \quad (2.27)$$

式中,  $I_0(Z)$  是自变量为  $Z$  的零阶修正贝塞尔函数。对于大  $Z$ ,  $I_0(Z)$  的渐近展开式为

$$I_0(Z) = \frac{e^Z}{\sqrt{2\pi Z}} \left( 1 + \frac{1}{8Z} + \dots \right) \quad (2.28)$$

当没有信号时,  $A=0$ , 并且式(2.27)简化为式(2.21), 即只有噪声的 pdf。式(2.27)叫做 Rice 概率密度函数。

检测到信号的概率是包络  $R$  超过门限  $V_T$  (根据要实现的某个规定的虚警时间需求来设定) 的概率。因此, 检测概率为

$$P_d = \int_{V_T}^{\infty} p_s(R) dR \quad (2.29)$$

将式(2.27)的概率密度函数  $p_s(R)$  代入上式, 无法通过简单的方法算出检测概率  $P_d$ 。Rice<sup>[9]</sup> 采用级数近似来解  $P_d$ 。人们还采用了数字法和经验法。

式(2.29)的  $P_d$  表达式连同式(2.27), 是信号幅度  $A$ 、门限电平  $V_T$  和平均噪声功率  $\Psi_0$  的函数。在雷达系统分析中, 采用信号-噪声功率比  $S/N$  比  $A^2/2\Psi_0$  更方便。它们之间的关系为

$$\begin{aligned} \frac{A}{\Psi_0^{1/2}} &= \frac{\text{信号幅度}}{\text{噪声电压均方根值}} = \frac{\sqrt{2}(\text{信号电压均方根值})}{\text{噪声电压均方根值}} \\ &= \left( 2 \frac{\text{信号功率}}{\text{噪声功率}} \right)^{1/2} = \left( \frac{2S}{N} \right)^{1/2} \end{aligned}$$

由此, 检测概率  $P_d$  可通过  $S/N$  及门限-噪声比之比值  $V_T^2/2\Psi_0$  来表示。式(2.23)的虚警概率也是  $V_T^2/2\Psi_0$  的函数。 $P_d$  和  $P_{fa}$  这两个表达式只要约掉两者共有的门限-噪声比, 就可以合并, 就可得到检测概率  $P_d$ , 虚警概率  $P_{fa}$  和信-噪比  $S/N$  三者关系的单一表达式。所得结果示于图 2.6。

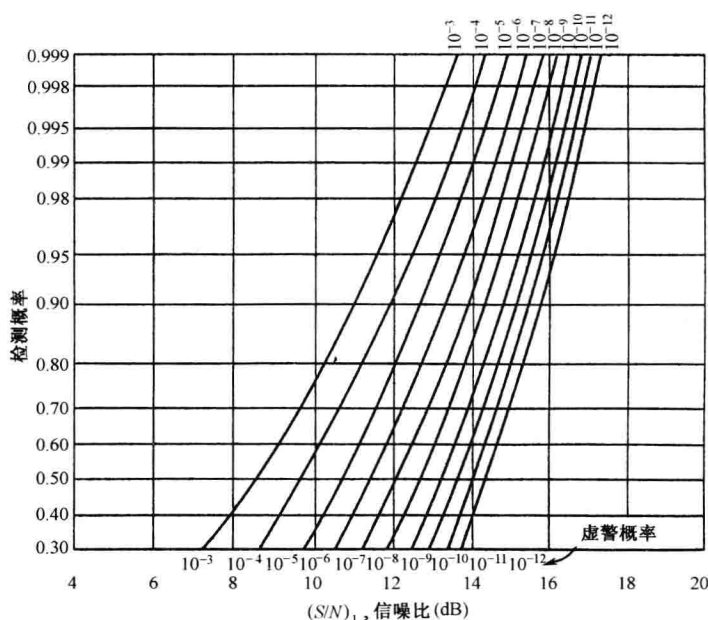


图 2.6 噪声中正弦波的检测概率, 它是信-噪(功率)比和虚警概率的函数

关于  $P_d$ ,  $P_{fa}$  和  $S/N$  三者之间的关系, Albersheim<sup>[11,12]</sup> 研究出一个简单的经验公式

$$S/N = A + 0.12AB + 1.7B \quad (2.30)$$

式中

$$A = \ln[0.62/P_{fa}] \text{ 和 } B = \ln[P_d/(1 - P_d)]$$

上面公式中, 信-噪比是一个数字, 不用 dB 表示,  $\ln$  是自然对数。当  $P_{fa}$  在  $10^{-3} \sim 10^{-7}$  之间, 而  $P_d$  在  $0.1 \sim 0.9$  之间时, 式(2.30)可精确到 0.2dB 以内(它或许适合于对一些更大  $P_d$  和更小  $P_{fa}$  的粗略计算)。由这个表达式或图 2.6 可以求得特定检测概率和虚警概率所要求的最小信-噪比, 且可将其代入雷达距离方程。上述情况适用于单个脉冲, 多脉冲情况后面介绍。

检测概率和虚警概率是由用户对系统的要求所确定的。根据确定的检测概率和虚警概率, 可以求得最小的信-噪比  $S/N$ 。例如, 要求虚警间平均间隔时间为 15min。如果带宽为 1MHz, 式(2.25)给出的虚警概率为  $1.11 \times 10^{-9}$ 。图 2.6 表示, 如果检测概率分别为 0.5, 0.9, 0.99, 则要求信-噪比分别为 13.05dB, 14.7dB 和 15.75dB。因此, 小于 3dB 的变化意味着高度可靠的检测(0.99)和临界检测(0.5)的差别。

粗略一看, 人们可能会想, 上面例子中可靠检测所要求的信-噪比较高。它们有这么大是因为在上例中要求在平均每 9 亿次可能的检测判决中, 虚警不能超过一次。不过, 与电信业相比, 雷达的信-噪比是较低的。对于电视而言, 据说信-噪比要达到 40dB<sup>[13]</sup>, 35dB 时会有雪花现象, 30dB 时会有令人讨厌的干扰产生, 而 25dB 时则整个画面都是雪花。电话业据说要求信-噪比为 50dB。相比之下, 雷达检测是高效率的。

本节材料中假定只用单个脉冲来进行检测。不过, 大多数雷达都利用多于一个脉冲来作出检测判决, 下面就将进行讨论。

## 2.6 雷达脉冲的积累

由脉冲重复频率为  $f_p$  (Hz), 天线波束宽度为  $\theta_B$  ( $^\circ$ ), 扫描速率为每秒  $\dot{\theta}_s$  的扫描雷达收到的来自一个点目标的回波脉冲数为

$$n = \frac{\theta_B f_p}{\dot{\theta}_s} = \frac{\theta_B f_p}{6\omega_r} \quad (2.31)$$

式中,  $\omega_r$  = 转数/min(如果天线  $360^\circ$  旋转)。收到的脉冲数  $n$  通常叫做“每次扫描击中次数”或“每次扫描的脉冲数”。它是单程波束宽度  $\theta_B$  内的脉冲数。以远程地基对空监视雷达为例, 脉冲重复频率 340Hz, 波束宽度  $1.5^\circ$ , 天线扫描速率 5 转/min ( $30^\circ/\text{s}$ )。将这些数字代入式(2.31), 得到每次扫描  $n=17$  个脉冲(如果  $n$  不是一个整数, 可以四舍五入, 也可以不舍就用这个数。不管选择哪种方法, 对计算雷达作用距离没有多大影响, 除非  $n$  很小)。

对来自目标的所有有用的雷达回波累加的过程叫做“积累”(即使实际上是进行“相加”)。过去人们考虑过许多脉冲积累技术。早期雷达中常用的积累方法是利用阴极射线管荧光的余辉加上雷达操作员眼睛和大脑的积累特性。模拟存储器件(如窄带滤波器)可充当积累器, 但它们已被数字方法所取代。

在雷达接收机第二检波器(在中频级)之前进行的积累叫做“检波前积累”或“相干积累”。检波前积累理论上是无损耗的, 但它要求知道且保存回波信号脉冲的相位, 以便将正弦波脉冲



的相位组合而无损耗。第二检波器后的积累叫做“检波后积累”或“非相干积累”。它要比检波前积累更容易完成,因为它不需要保存回波的相位,并且只需要将脉冲的包络对准就可进行相加。不过,理论上利用检波后积累有积累损耗。

如果  $n$  个脉冲,都有相同的信-噪比,由理想的无损耗检波前积累器进行完善的积累,那么,积累后的信-噪(功率)比将正好是单个脉冲的信噪比的  $n$  倍。因此,在此情况下,可将雷达方程中单个脉冲信-噪比  $(S/N)_1$  用  $(S/N)_n = (S/N)_1/n$  替代。其中,  $(S/N)_n$  是  $n$  个脉冲进行无损耗检波前积累时,所要求的每个脉冲的信-噪比。如果同样的  $n$  个脉冲由理想的检波后积累器积累,得到的信-噪比要小于单个脉冲信-噪比的  $n$  倍。这种积累效率上的损耗是由第二检波器的非线性作用引起的,在整流过程中,它将一部分信号能量变换成噪声能量。检波后积累的积累效率可定义为

$$E_i(n) = \frac{(S/N)_1}{n(S/N)_n} \quad (2.32)$$

式中,所有符号已经在上面定义过了。当  $n$  个脉冲积累时,信-噪比的改善叫做“积累改善因子”,  $I_i(n) = nE_i(n)$ 。它还可以理解为“等效积累脉冲数”,  $n_{eq} = nE_i(n)$ 。对于检波后积累来说,  $n_{eq}$  小于  $n$ ; 对于理想的检波前积累而言,  $n_{eq} = n$ 。因此,假定两种情况下每个脉冲信-噪比相同,则对于同样的积累后信-噪比,检波后积累比检波前积累需要更多的脉冲。

利用类似于前一节所描述的统计检测理论,可以求得检波后积累效率和所要求的每个脉冲信-噪比  $(S/N)_n$ 。这最初是 J. I. Marcum<sup>[14]</sup> 在其经典著作中用于雷达应用的(他的著作最初出现于 1954 年,受到高度关注且广泛传播,但并未普遍采用,兰德公司报道)。Marcum 将积累损耗(dB)定义为  $L_i(n) = 10\log[1/E_i(n)]$ 。积累损耗和积累改善因子见图 2.7。它们只随检测概率和虚警概率稍稍变化。

Marcum 在其计算中采用的是虚警次数  $n_f$ ,而不是虚警概率。虚警次数是由式(2.23)和式(2.25)所定义的虚警概率的倒数。在虚警时间  $T_{fa}$  内,  $n_f$  次可能的判决中平均有一次虚警判决。换句话说,虚警之间可能进行判决的平均数目为  $n_f$ 。如果  $\tau$  是脉冲宽度,  $T_p$  是脉冲重复周期  $= 1/f_p$ ,那么,在时间  $T_{fa}$  内可能进行判决的次数  $n_f$  等于每个脉冲周期内距离间隔数  $(T_p/\tau)$  乘上每秒脉冲周期数  $(f_p)$  再乘上虚警时间  $(T_{fa})$ 。将它们组合起来可以得到,  $n_f = (T_p/\tau) \times f_p \times T_{fa} = T_{fa}/\tau$ 。由于  $\tau \approx 1/B$ ,其中  $B$  = 带宽,故虚警次数  $n_f = T_{fa}B = 1/P_{fa}$ 。

上面假设了雷达是以等于带宽  $B$  的速率进行判决的。如果雷达在作出一次目标检测判决之前每次扫描积累  $n$  个脉冲,那么,所作的判决速率就是  $B/n$ 。这导致虚警概率是判决速率为每秒  $B$  次时虚警概率的  $n$  倍。这并不意味着,当有  $n$  个脉冲被积累时将有更多的虚警,因为已经假定在脉冲积累时虚警之间的平均时间保持不变。检测判决速率较低,这也是描述虚警时为什么用虚警概率,没有用平均虚警时间的另外一个原因。除非知道事件发生的速率,否则,概率本身几乎没有意义。

依照 Marcum 的做法,本文中 will 取  $P_{fa}$  为  $T_{fa}B = n_f$  的倒数,即使当  $n$  个脉冲积累时也是这样。另一方面,有些作者宁愿在定义虚警次数  $n'_f = n_f/n$  时考虑到积累脉冲数。因此,当利用不同作者的计算式或不同计算机程序求出作为检测概率和虚警概率(或虚警次数)函数的信-噪比时应留心,没有标准化的定义。雷达方程中使用的信-噪比的正确值可以从大多数资料来源获得,但要理解这些来源所使用的特定假设条件。

图 2.7(a)中实线表示的是理想的无损耗检波前积累器。当只有少数几个脉冲积累时(意

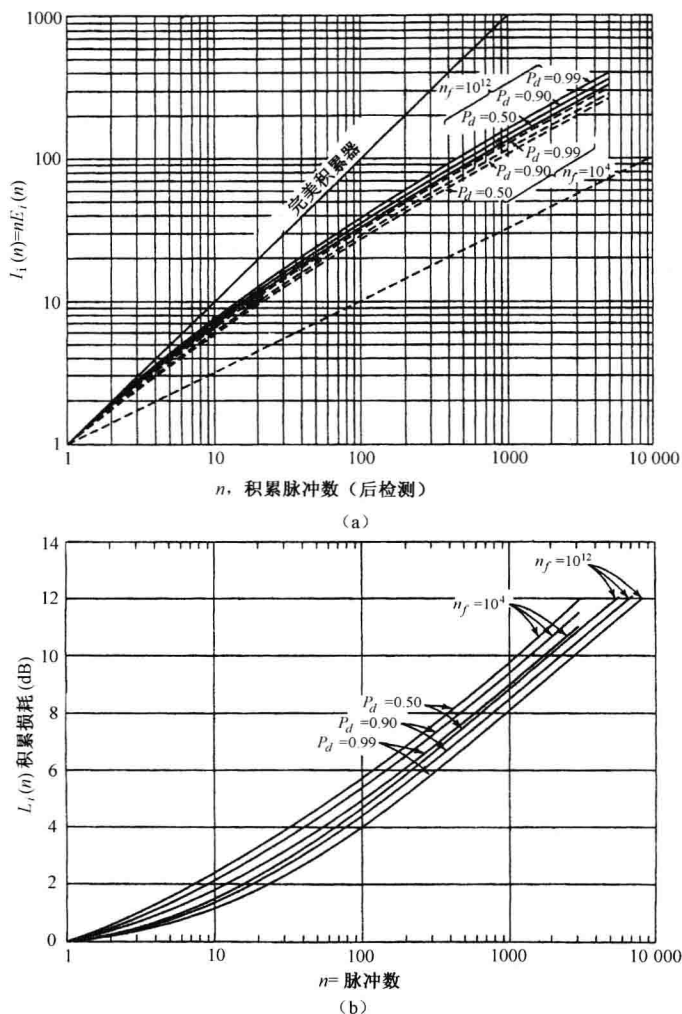


图 2.7 (a)平方律检波器的积累改善因子(或等效积累脉冲数),其中, $P_d$  = 检测概率, $n_f$  = 虚警次数 $=1/T_{fa}B$ , $T_{fa}$  = 虚警之间的平均时间, $B$  = 接收机带宽;(b)积累损耗是  $n$  (积累脉冲数), $P_d$  和  $n_f$  的函数

意味着每脉冲有大信-噪比),图 2.7(a)示检波后积累器的性能与检波前积累器的性能没有多少差别。当很多脉冲被积累(每个脉冲信-噪比小)时,则检波前积累器和检波后积累器之间的差别会显著一些。

图 2.7(a)中虚线正比于  $n^{1/2}$ 。在早期雷达中,人们认为雷达操作员观察阴极射线管显示器(如 PPI)时所获得的积累改善因子等于  $n^{1/2}$ 。这并不一定正确。 $n^{1/2}$  关系式是根据不正确的理论和性能差的显示器得出的。当显示的各个脉冲没有重叠或者使荧光物质显示屏饱和时,操作员所获得的积累改善就可等效于本章概述的 Marcum 信号积累理论所预测的值<sup>[15]</sup>。

当积累  $n$  个脉冲时,雷达方程为

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G A \epsilon \sigma}{(4\pi)^2 k T_0 B F_n (S/N)_n} \quad (2.33)$$

方程中除 $(S/N)_n$ 是 $n$ 个要积累的相同脉冲中每个脉冲的信-噪比以外,其余参数与先前使用的相同。另外,如2.3节所述,用半功率带宽 $B$ 取代噪声带宽 $B_n$ 。要使用这种形式的方程,对于 $n$ 的每个值,必须要有关于 $(S/N)_n$ 的一组曲线,这组曲线类似于图2.6中 $n=1$ 时的那些。这样的曲线可以查到<sup>[16]</sup>,但并不一定要去查,因为我们只需要图2.6和图2.7。将关于 $(S/N)_n$ 的式(2.32)代入式(2.33),得到

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G A_e \sigma n E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 B F_n (S/N)_1} \quad (2.34)$$

由图2.6可以得到 $(S/N)_1$ 的值,由图2.7(a)可得到积累改善因子 $n E_i(n)$ 的值。

每个脉冲信-噪比的近似值可由 Albersheim 的经验公式<sup>[11,12]</sup>得到,它是式(2.30)的扩展

$$(S/N)_n = -5 \lg n + \left( 6.2 + \frac{4.54}{\sqrt{n-0.44}} \right) \times \lg(A + 0.12AB + 1.7B) \quad (2.35)$$

式中,每个脉冲信-噪比 $(S/N)_n$ 以dB表示, $n$ 是积累的独立(脉冲)采样数,而 $A$ 与 $B$ 和式(2.30)中的定义相同。该方程在 $n=1 \sim 8096$ ,  $P_d=0.1 \sim 0.9$ ,  $P_{fa}=10^{-3} \sim 10^{-7}$ 范围内的误差小于0.2dB。正如式(2.30)所指出的那样,当 $P_d$ 比上述值更大,而 $P_{fa}$ 比上述值更小时,式(2.35)或许是用于粗略计算的一种良好近似。

本节中讨论的积累损耗或效率是指理论损耗。此外,在雷达中用于实现积累过程的实际方法也会引起损耗。

## 2.7 目标雷达横截面积

雷达横截面积 $\sigma$ 是散射物体或目标的特性,它包含在雷达方程中,用来表示目标返回到雷达的回波信号的幅度。在1.2节推导简单形式的雷达方程时,雷达横截面积是通过式(1.5)来定义的,即

$$\text{回到雷达的再辐射功率密度} = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi R^2} \quad (1.5)$$

在有些关于电磁散射的教材中,雷达横截面积的定义为

$$\sigma = \frac{\text{朝源反射的功率} / \text{单位立体角}}{\text{入射功率密度} / 4\pi} = 4\pi R^2 \frac{|E_r|^2}{|E_i|^2} \quad (2.36)$$

式中, $R$ 是到目标的距离, $E_r$ 是回到雷达的回波信号的电场强度, $E_i$ 是入射到目标的电场强度。以上情况假设目标离雷达足够远,因而可以认为入射波是平面波而不是球面波。式(2.36)等效于1.2节所推导的简单形式的雷达方程。有时雷达横截面积 $\sigma$ 称为目标处截获一部分入射功率的一个(虚构的)面积,并且如果这部分功率是各向均匀散射的,它在雷达处产生的回波功率等于真实目标在雷达处产生的回波功率。当然,真实目标不会各向均匀地散射入射能量。

在雷达接收机方向目标散射的功率,也即雷达横截面积,可以通过在恰当的边界条件下求解麦克斯韦方程,或通过计算机建模来进行计算。雷达横截面积也可依据雷达方程,利用目标的全尺寸模型或比例模型来测量。

雷达横截面积取决于物体相对雷达波长的特性尺寸。当波长大于物体尺寸时,就称散射是在“瑞利区”。这是以 Lord Rayleigh 命名的。Lord Rayleigh 在雷达出现以前很久的 1871

年,在研究极微小粒子对光的散射时,首先观察到了这类散射。瑞利区的雷达横截面积正比于频率的四次方,并且更多地由散射体积而不是它的形状决定。在雷达频率上,雨回波通常用瑞利散射来描述。

在另外一个极端,当波长与目标尺寸相比很小时,为“光学区”。这里,复杂物体(如飞机)的雷达散射呈现如下特征:当观察该目标的频率变化或者目标的姿态角改变时雷达横截面积的变化非常大。在微波频率上,飞机或舰船的散射通常在光学区。在光学区,雷达横截面积更多地受目标形状而不是其投影面积的影响。

在瑞利区和光学区之间是“谐振区”,雷达波长与目标尺寸相当。对于许多物体而言,在谐振区的雷达横截面积要比在其他两个区的雷达横截面积大。这三个不同的散射区可以通过下文的球体散射来说明。

### 简单目标

球体、柱体、平板、棒、尖顶和锥体是简单目标的例子。对其中的一些物体有雷达横截面积的解析表达式。有时复杂目标的雷达横截面积可以通过将目标描述成雷达横截面积已知的简单形状的集合来计算。通过对各个简单形状的成分进行矢量求和,就可得到总的雷达横截面积。下面将介绍一些例子来说明雷达横截面积的特征。

### 球体

球体是说明雷达散射的最简单的物体,因为不论从何角度观察,它都有相同的形状。其计算出来的雷达横截面积见图 2.8,它是以波长度量的圆周  $2\pi a/\lambda$  的函数,其中,  $a$  是球体的半径,  $\lambda$  是雷达波长。图中横截面积通过球体的投影物理面积  $\pi a^2$  作归一化处理。图中标出了表征球体的三个不同散射区。在  $2\pi a/\lambda \ll 1$  的瑞利区,雷达横截面积与  $f^4$  成正比,其中  $f = \text{频率} = c/\lambda$ ,  $c = \text{传播速度}$ 。

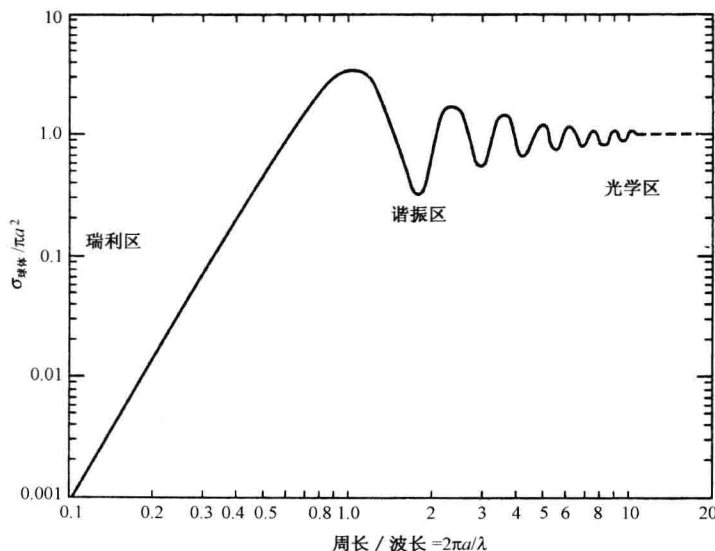


图 2.8 球体的归一化雷达横截面积是其波长度量的圆周( $2\pi a$ )的函数。 $a = \text{半径}$ ,  $\lambda = \text{波长}$

在  $2\pi a/\lambda \gg 1$  的光学区,随着频率的提高,雷达横截面积逼近球体的物理面积。这种情况会使人们误以为目标的几何面积就是其雷达横截面积。它适用于球体,但不适用于其

他目标。在光学区,散射并不在面向雷达的整个半球上发生,而只是从光滑球面顶部一个小的亮点发生。它更像一个抛光过的金属球(如大的球形轴承),用配有闪光灯的照相机照相后所看到的那样。惟一的照射是在顶端,而不是来自整个半球表面。漫射球体或粗糙表面球体(如白色台球),将从其整个表面产生反射,就像肉眼观察满月时一样。

在谐振区的球体的雷达横截面积随频率或  $2\pi a/\lambda$  的变化而振荡。其最大值发生在  $2\pi a/\lambda = 1$  处,比其在光学区的值大 5.6dB。第一个零点低于光学区值 5.5dB。横截面积随频率的变化而变化,因为有两个相互增强也相互减弱的人射波:一个是由球体前表面直接反射的波;另一个是围绕球体背面传播并且返回雷达的爬行波,该波在雷达处与球体前表面反射波相互干涉。围绕球体的电气路径越长,则损耗越大;因此,随着频率的增大,起伏幅度也将变小。

图 2.9 说明由脉冲很短的雷达所产生的后向散射,这种雷达可分辨围绕球体背面传播的爬行波和从球体前向部分反射来的镜面回波。本图中,入射波形是形式为  $0.5[1 + \cos(\pi t/t_0)]$  的正弦波脉冲,其中,脉冲由  $-t_0$  伸展到  $t_0$  [17]。本例子中球体的半径等于载波波长  $\lambda_c$ ,脉冲宽度  $2t_0 = 4\lambda_c$ 。爬行波滞后于镜面回波的时间是波走球体圆周的一半加直径所需的时间。

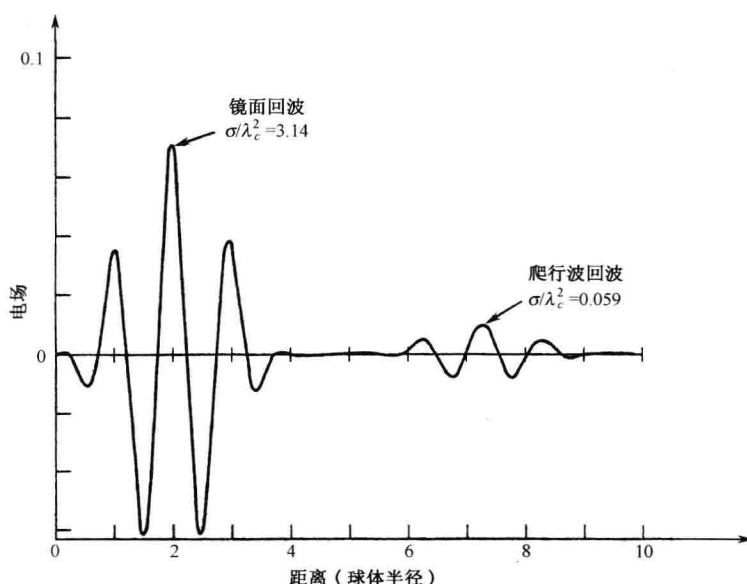


图 2.9 由导电球散射的短脉冲引起的后向散射电场表明,镜面回波是从球体的前端来的,而爬行波围绕球体背面传播。球的半径等于雷达波长  $\lambda_c$  (自 J. Reinstein, [17] © 1965 IEEE)

其他简单反射体截面与频率的关系类似于球体的特性,但有些差别 [18~20]。不过,只有球体的雷达横截面积与观察方向和极化无关。

#### 细长电线或杆(及表面行波)

实验测到的细长电线的雷达横截面积见图 2.10 [21]。在这种情况下电线的长度为  $16.5\lambda$ ,直径为  $0.01\lambda$ 。当垂射观察时 ( $\theta = 90^\circ$ ),雷达横截面积较大。当观察角  $\theta$  偏离  $90^\circ$  时,横截面积迅速减小,正如经典物理光学散射理论所预期的那样。不过,当观察角减小时,会到达这样一个角度,此时散射平稳然后增大。这是由于表面行波的缘故,它不是物理光学理论所能预测到的。

这种特征由 Leon Peters<sup>[22]</sup>用细长杆首先得到实验验证。入射电磁波耦合到电线上,然后沿杆的长度传播且在远端的不连续处反射回来。除了电线或杆,其他物体像平板、尖锥和飞机机翼都会产生表面行波。当入射电场具有与表面垂直和平行的分量并且落在入射平面(由表面法线和入射方向确定)上,就产生行波。如果入射平面上没有电场分量,则表面行波不会被激励(在图 7.2 的几何图中,当电场是垂直极化时就会激励行波,但水平极化不会)。当掠射角很小且将行波反射回雷达的物体的远端处有不连续性时,行波的影响是很大的。根据 Knott 等<sup>[23]</sup>的理论,行波机理甚至在接近垂射入射时也产生效应,如图 2.10 所示。(先前提到的爬行波也是表面行波的一个例子。)如果表面是由电阻性材料构成的,则回波的行波部分会减少,因为波沿电阻性材料表面传播并且返回时会引起衰减。

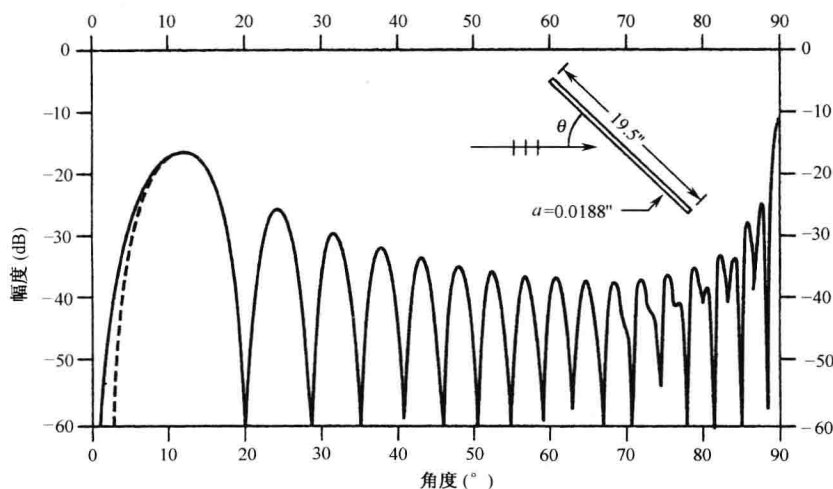


图 2.10 由长度为 16.5 个波长,直径为 0.01 个波长,完全导电的细长电线得到的理论后向散射场。垂直入射时  $\theta=90^\circ$ 。实线曲线是 Shamansky 等的一种近似理论,虚线曲线是一种矩量法的解。图中电线尺寸用英寸表示,频率为 10GHz (自 Shamansky 等<sup>[21]</sup> © 1989 IEEE)

### 平板和角反射器

垂直入射(侧射)时,面积为  $A$  的平板在光学区的雷达横截面积为  $4\pi A^2/\lambda^2$ 。对于中等尺寸的平板,该值很大。例如,在 3cm 波长(X 波段),当与表面垂直方向观察时,边长为 0.3m (大约 1 英尺)的方形板的雷达横截面积为  $113\text{m}^2$ 。当观察角偏离法线时,平板的后向散射大小会迅速降低。投影面积为  $A$  的二面角或三面角的角形反射器的雷达横截面积也有与平板相同的表达式,但它适用于更大的观察角(二面角反射器是一种由两个相互垂直的平面构成的结构,这种结构可将入射波返回原处。三面角反射器是由三个相互垂直的面构成的)。

平板可能是一种简单的结构,但其散射特征并不简单。图 2.11 是在垂直和水平极化两种情况下所测得的边长为  $5\lambda$  的方形平板的横截面积<sup>[24,25]</sup>(雷达波的极化根据电场的取向来确定。例如,当电场是垂直方向时为垂直极化)。需要注意的是有一个后向散射行波分量,而且,图中所示的是基于两种不同散射理论的理论预测。由这种简单物体得到的散射理论预测不能说明在远离法线入射时的实验观察情况。

### 圆锥-球

这是一种底部用球体套住的圆锥体。圆锥体和球体在二者之间的接合处的轮廓上的一阶

导数相等(即圆锥体的母线在圆锥体和球体的接合处与球体相切)。图 2.12 是对具有  $30^\circ$  圆锥角的圆锥球所计算出的鼻锥部雷达横截面积,它是  $2\pi a/\lambda$  的函数,其中,  $a$  是球体的半径<sup>[26]</sup>。对于具有  $25^\circ$  圆锥角的圆锥球,其雷达横截面积与姿态角的函数关系见图 2.13<sup>[27]</sup>。

从鼻锥部到近乎垂直于圆锥体侧面入射的方向,圆锥球的横截面积可以非常小。小横截面积(隐身)弹道导弹再入飞行器有时就用这种形状。从鼻锥方向来看,雷达横截面积不是明显地取决于圆锥角或体积。从后面来看,横截面积是一个球的面积。因此,它要比从前面所观察到的横截面积大很多。当雷达以垂直于圆锥体表面方向观察圆锥体时,也会得到很大的雷达横截面积。这些特点在图 2.13 中可以看到。如果简便重于精确,那么从鼻锥方向观察时估算雷达横截面积的近似表达式为  $0.1\lambda^2$ ,如图 2.12 中虚线所示。

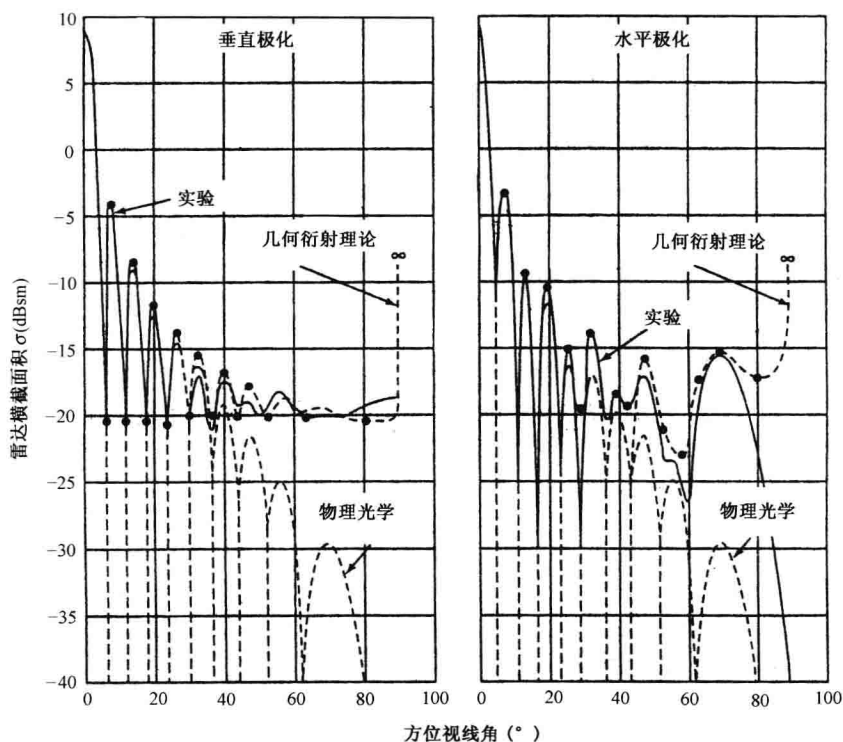


图 2.11 在垂直和水平极化两种情况下所测量的边长为  $5\lambda$  的方形平板的横截面积,并与基于物理光学和几何衍射理论的预测作了比较。垂直入射角为  $0^\circ$ 。纵坐标单位是 dBsm,即相对于  $1\text{m}^2$  的 dB(自 Ross,<sup>[24]</sup> © 1966 IEEE)

圆锥-球是举例说明雷达散射的一些基本特性的好例子。金属物体的雷达后向散射是由于可与雷达波长相比的不连续性和表面曲率的不连续性所引起的。在圆锥-球中,回波来自锥顶和圆锥体与球体间的接合处,以及来自沿球体周围传播的爬行波。圆锥体和球体在接合处的一阶导数通常相等,但其曲率不连续。如果与波长相比,圆锥体的表面是光滑的,则从鼻锥部观察时,圆锥体的侧面没有后向散射。实际上,锥顶不会很尖,而是有圆弧的。对于很小横截面积目标,这种圆弧即便很小,也会影响圆锥-球总的横截面积,从而对于短波长而言,横截面积不再与  $\lambda^2$  成正比。对足够小的波长(这里表面粗糙度占波长很大的一部分),散射将受到粗糙度和以高精度(相对于波长)机械上保持物体形状的能力的影响。圆弧锥顶、表面粗糙度



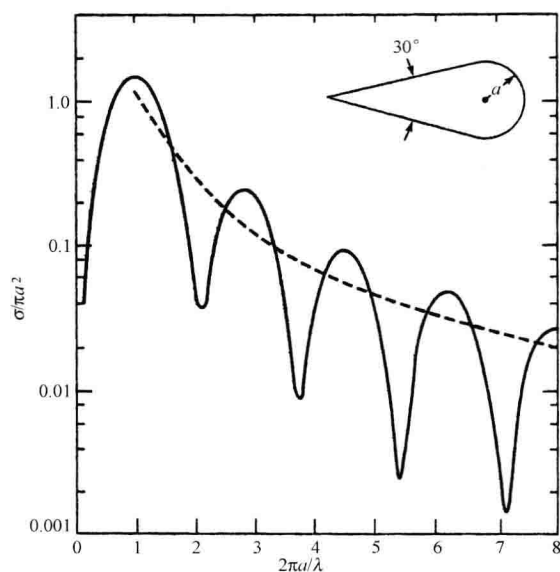


图 2.12 基于近似的冲激脉冲分析所得的理论上归一化的圆锥球鼻锥部雷达横截面积;半圆锥角  $15^\circ$  (圆锥夹角  $30^\circ$ ),  $a$  为球体半径,  $\lambda$  为波长。虚线表示近似式  $\sigma \approx 0.1\lambda^2$

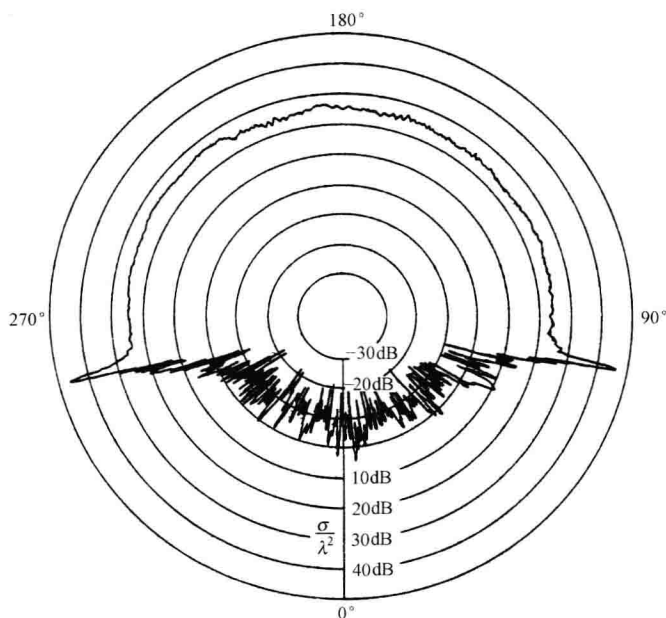


图 2.13 对于垂直极化(电场垂直于传播方向和圆锥轴所在的平面,有时叫水平极化),对圆锥角为  $25^\circ$ 、球底  $=10.4\lambda$  的大型圆锥-球所测量的雷达横截面积( $\sigma/\lambda^2$  以 dB 表示)。对于大型圆锥体,垂直和水平极化之间的差别很小(自 Pannell 等<sup>[27]</sup>,麻省理工学院林肯实验室)

和目标表面轮廓的非精确性的结果导致圆锥-球横截面积不再随频率的增大而降低,而是保持平稳,甚至在较高频率上会增大,因为此时其他因素占主导地位。

### 目标形状的影响

在波长比目标尺寸小的光学区,散射物体的形状对其雷达横截面积的影响要远大于对其物理尺寸的影响。例如,在 3GHz 的频率(S 波段)上,物理面积为  $1\text{m}^2$  的角反射器(或平板)的雷达横截面积大约为  $1000\text{m}^2$ (舍去零数以使例子简单)。另一方面,投影面积为  $1\text{m}^2$  的圆锥球在 3GHz 的频率上的雷达横截面积等于  $0.001\text{m}^2$ (根据  $\sigma \approx 0.1\lambda^2$ )。因此,两个目标即便有相同的投影面积,但其雷达横截面积却有  $1000000:1$  的差别。

### 复杂目标

飞机、导弹、舰船、地面车辆、装配式结构、建筑物和地形等复杂目标的雷达横截面积会随观察角和频率发生巨大变化。这种可变性源于构成目标的多个独立的散射体。复杂目标的每个独立散射体都要产生一个用幅度和相位表征的回波信号。这些回波信号在雷达处合成产生一个合成信号。如果各散射体的相对位置随观察角发生改变,或雷达频率发生变化,那么,来自各个散射体的回波信号的相对相位也将发生变化。一个“简单”复杂目标的雷达横截面积随姿态角变化的函数关系见图 2.14。该目标由两个相同散射目标(如小球体)组成,它们相隔 (a) 一个波长; (b) 4 个波长。如果每个散射体的横截面积为  $\sigma_0$ ,则当成一个目标的两个散射体的合成横截面积为

$$\frac{\sigma_r}{\sigma_0} = 2 \left[ 1 + \cos \left( \frac{4\pi l}{\lambda} \sin \theta \right) \right] \quad (2.37)$$

式中,  $l$  是间距,  $\theta$  是相对于两个散射体连线的法线的观察角。本例中,  $\sigma_r$  的值从最小为 0 到最大为一个散射体横截面积  $\sigma_0$  的 4 倍。随着这两个散射体间的间距(以波长表示)变大,散射波瓣就会变窄和数目更多。

尽管这是复杂目标的一个相当简单的例子,但却表示更复杂目标的特性。实际目标由许多独立的散射体组成,每个散射体具有不同的散射特性。而且各个散射体之间会相互作用(如角反射体中的多散射),这将进一步使横截面积特性复杂化。

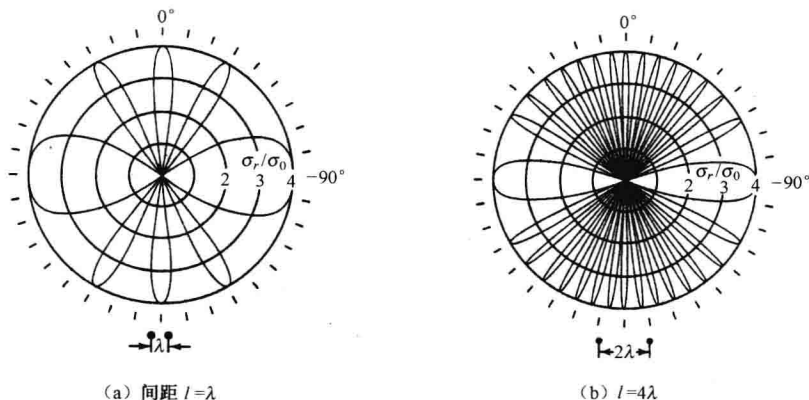


图 2.14 由两个散射体构成的“复杂目标”的雷达横截面积  $\sigma_r$  的极坐标图。每个散射体的横截面积为  $\sigma_0$  [式(2.37)的坐标图]

### 飞机

螺旋桨飞机后向散射变化的一个例子见图 2.15<sup>[28]</sup>,这是一架第二次世界大战中大量服役的双引擎 B-26 中型轰炸机。该飞机装在一个转台上,周围没有其他反射物体,受工作于

3GHz(S波段)雷达的照射。测量期间飞机的螺旋桨转动并且产生1~2kHz量级的调制信号。只有 $(1/3)^\circ$ 姿态角的变化可产生高达15dB的雷达横截面积的变化。最大的回波信号发生在侧射附近,因为在这里飞机的投影面积最大且具有产生大回波信号的较平坦表面。

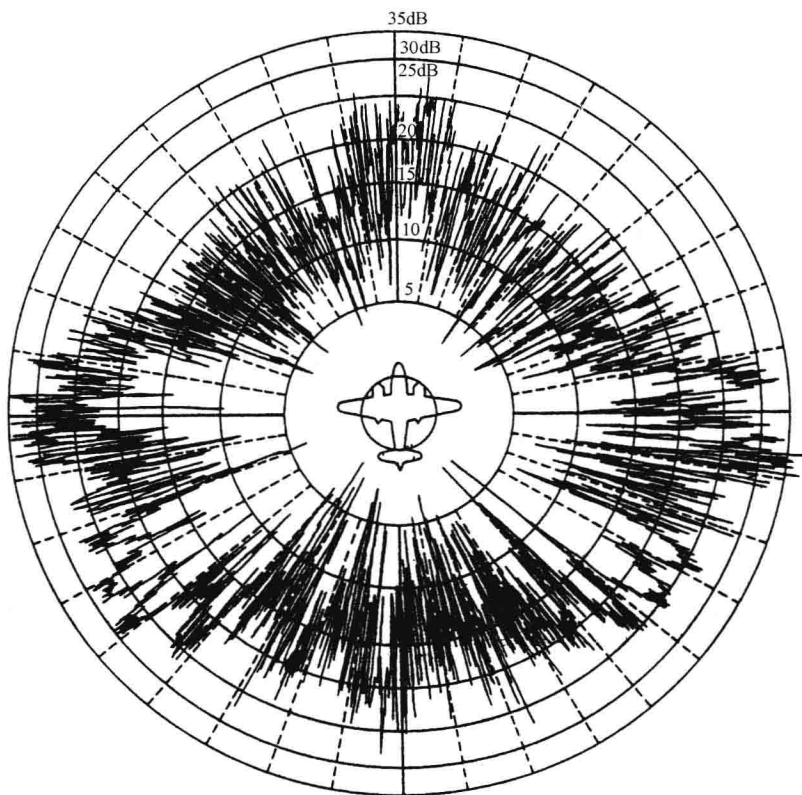


图 2.15 全尺寸 B-26 双引擎(螺旋桨驱动)中型轰炸机在 10cm 波长上的后向散射与视角角的函数关系。该图已在许多有关雷达和雷达散射的书中出现过,因为它是文献中容易查到的可对全尺寸飞机的后向散射进行测量(无须求角平均)的为数不多的例子之一(自 Ridenour<sup>[28]</sup>,由 McGraw-Hill 图书公司提供)

下面对喷气式飞机主要散射特性的描述是基于 Knott, Shaeffer 和 Tuley<sup>[29]</sup> 及 Crispin 和 Siegel<sup>[30]</sup> 文献中的资料。从喷气式飞机鼻锥方向观察的雷达横截面积在很大程度上由喷气引擎及其进气口的反射决定。旋转的喷气引擎中的压缩机叶片就像螺旋桨飞机的螺旋桨一样也会对回波进行调制。

如果在机头有雷达天线,则当飞机的雷达天线指向观测它的雷达时,飞机的雷达横截面积可以很大。在偏离机头一点角度时,雷达横截面积通常会减小直至由机翼前沿来的回波成为主要回波为止。如果机翼前沿的曲率半径大于几个波长,那么,机翼回波对于任何一种极化都是很大的。如果这一条件不满足,那么当入射雷达波极化与机翼边沿平行(水平极化)时的回波将比垂直时要大,如果从稍低于或稍高于机翼后沿且与之相垂直的角度来观察机翼时,就会出现行波并且由于机翼后沿反射而产生雷达回波。垂直极化时这种行波回波要比水平极化时大。

在侧射方向附近,机身和发动机舱是主要的后向散射源。在垂射方向,垂直稳定翼也会影

响回波。如果从大大高于机翼平面上方的角度来观察飞机,则由机翼和机身形成的角反射器所引起的后向散射就会很大。从垂直尾翼和水平稳定翼构成的角反射器来的回波也会很强。从尾部附近方向来看,机翼的后沿对回波产生了影响。发动机排气口在靠近尾部方向上也可产生回波。军用飞机的外挂武器和燃油箱也会影响雷达横截面积。

按 1:15 比例设计的波音 737 型商用喷气式飞机模型的雷达横截面积见图 2.16<sup>[31]</sup>。纵坐标上截面积以 dBsm 表示,即相对于  $1\text{m}^2$  的分贝数。所示出的值是对该比例模型在频率 10GHz 时测得的。在 667MHz 全尺寸频率上,该图中纵坐标所示的横截面积值应增大 23.5dB。

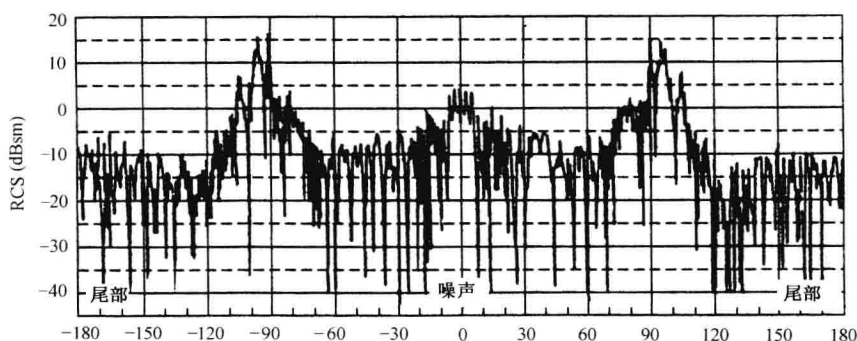


图 2.16 按 1:15 比例设计的波音 737 型商用喷气机模型在频率 10GHz、垂直极化条件下测到的雷达横截面积。全尺寸测量相当于 10GHz 频率的 1/15,即 667MHz。全尺寸频率时的雷达横截面积要比图中所示的纵坐标值大 23.5dB。对模型作的测量是在脉冲选通的小范围内进行的(自 N. A. Howell,<sup>[31]</sup> © 1970 IEEE)

获得飞机雷达横截面积的最现实的方法是测量真实的飞机。美国海军研究实验室<sup>[32]</sup>的动态雷达横截面积测量设备能够在 L,S,C,X 波段以水平或垂直线性极化、圆极化,以及接收时交叉(正交)极化测量飞机的后向散射信号。记录的是脉冲到脉冲雷达测量值,但为便于表示数据,画出的横截面积值通常是在  $10^\circ \times 10^\circ$  姿态角范围内所取得的大量数据的平均值,见图 2.17。

获得飞行中飞机的散射特性的一种不常用的方法是弗吉尼亚州 Reston 的 Metratek<sup>[33]</sup>公司采用的机载合成孔径雷达测量法。这是一种高分辨率的多频成像雷达,安装在 A-3 飞机的尾部,以提供  $300^\circ$  雷达覆盖。雷达载机沿一条侧边到另一条侧边作机动飞行,以便通过合成孔径处理在横向距离上获得良好的分辨率。此法已被用于获得飞行中的大型飞机(200 英尺),从 VHF 到 X 波段的高分辨率成像。一个飞机成像的例子见图 2.18。休斯飞机公司报道了类似的雷达系统,该雷达安装在 TA-3B 的头部<sup>[34]</sup>。雷达安装在头部得到的目标后部的成像好于雷达安装在后部时的成像。高分辨率成像方法的优点是能够轻易地识别影响后向散射的各个散射体,并且能够确定其对整个横截面积的影响。

虽然飞机的横截面积可以在一个很大的范围内波动(或许在整个目标附近有 60dB 之多<sup>[29]</sup>),但通常在微波区其平均值不会随频率显著变化。不过,通常低频(如 VHF)时的飞机横截面积要比在微波频段时大。如老的 AD-4B<sup>①</sup> 军用螺旋桨飞机在 VHF 测到的横截面积要

① AD-4B 是一架 20 世纪 50 年代的海军螺旋桨发动机攻击轰炸机,其翼展为 50 英尺,长 39 英尺。

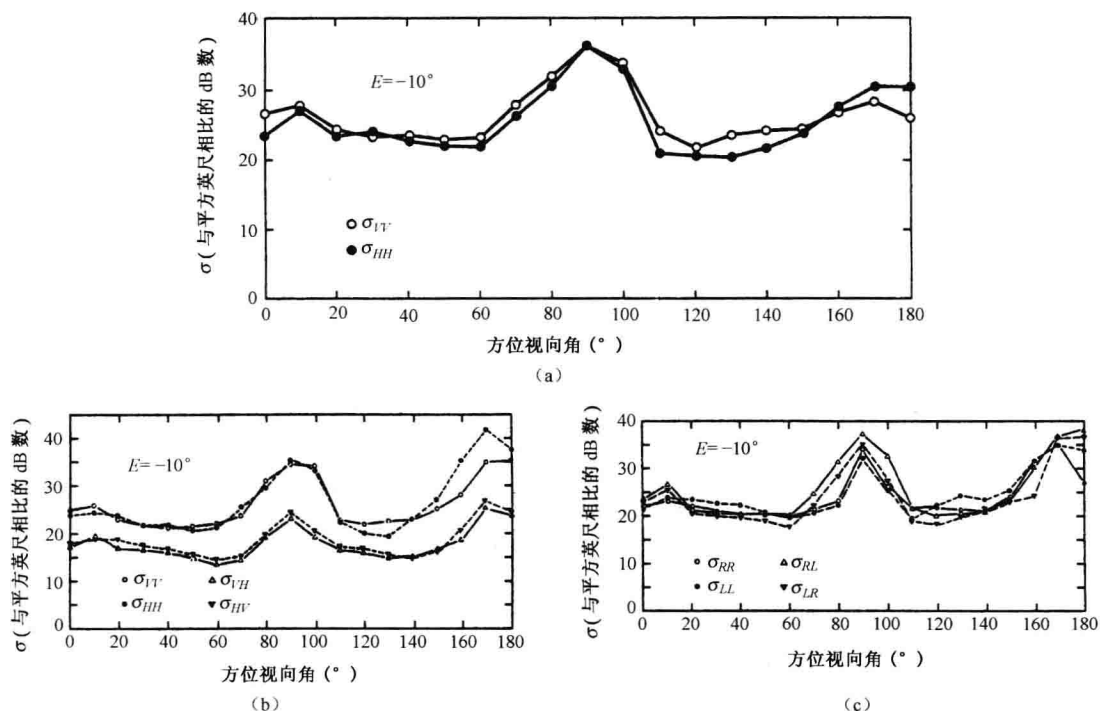


图 2.17 在  $-10^\circ$  固定仰角上测到的 C-54 飞机的雷达横截面积(C-54 飞机是 4 活塞引擎 DC-4 商用飞机的军用型,翼展 36m、长度 29m)。这是在  $10^\circ \times 10^\circ$  姿态角范围内得到的平均值。(a)1300 MHz,线极化;(b)9225 MHz,线极化;(c)9225 MHz,圆极化。第一个下标是发射的极化,第二个下标是接收的极化。V=垂直极化;H=水平极化;R=右旋(顺时针)圆极化;L=左旋(逆时针)圆极化。注意:纵坐标的横截面积用与 1 平方英尺相比的 dB 数表示,这个数比与  $1\text{m}^2$  相比的 dB 数小 10dB(图由海军研究实验室 I. D. Olin and F. D. Queen,提供)

比在 L 波段测到的约大 5 倍。在 HF 波段,大型飞机的横截面积要比在微波频段大一个数量级。

### 舰船

关于舰船雷达横截面积的一条“民间定理”是以平方米表示的横截面积近似等于以吨表示的舰船的排水量(该定理的起源不详,但作者相信他最先学到该定理是许多年以前在宾西法尼亚州 Valley Forge 的通用电气公司)。这样,一艘 10 000 吨的舰船可说是大约有  $10\,000\text{m}^2$  的雷达横截面积。当没有更好的资料可以利用时,可用一个数字来描述横截面积,且当掠射角不接近  $0^\circ$  时,这个经验关系式是一种方便的办法。

在接近  $0^\circ$  的低掠射角上,雷达横截面积的中值(50%的值)可用经验关系式表示为<sup>[35]</sup>

$$\sigma = 52 f^{1/2} D^{3/2} \quad (2.38)$$

式中, $\sigma$  为雷达横截面积( $\text{m}^2$ ), $f$  为雷达频率(MHz), $D$  为舰船满载排水量(千吨)。该横截面积值是取许多舰船的左舷船头、右舷船头和船舷后部方向所得值的平均(忽略侧射处的峰值)。该表达式所依据的测量值是在 X、S 和 L 波段的值,用排水量为 2000~17 000 吨的常规海军舰

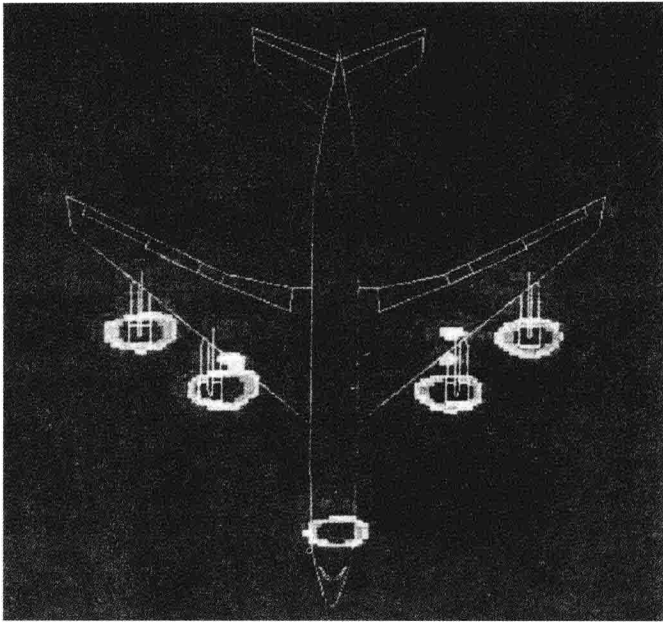


图 2.18 KC-135 是军用型波音 707 飞机,其空-空雷达成像示出在 VHF 频段<sup>[33]</sup>上的主要散射中心。为了比较,示出飞机的轮廓。分辨力大约 4 英尺。头向观察,仰角为 0(Ray Harris, Metratek, Inc 提供)

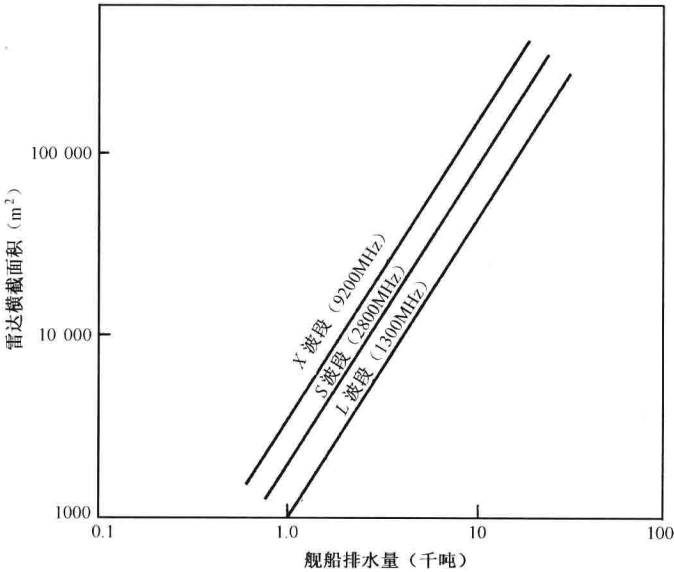


图 2.19 掠射时舰船雷达横截面积的中值估计,它是船头和舷后部方向上的平均。基于式(2.38)的经验关系

船进行测量。在三个测量频段上该方程的曲线图见图 2.19。在  $0^\circ$  掠射角时舰船横截面积要比在较高掠射角时的横截面积大很多。在  $0^\circ$  时,舰船上层结构呈现为许多垂直的表面和角反

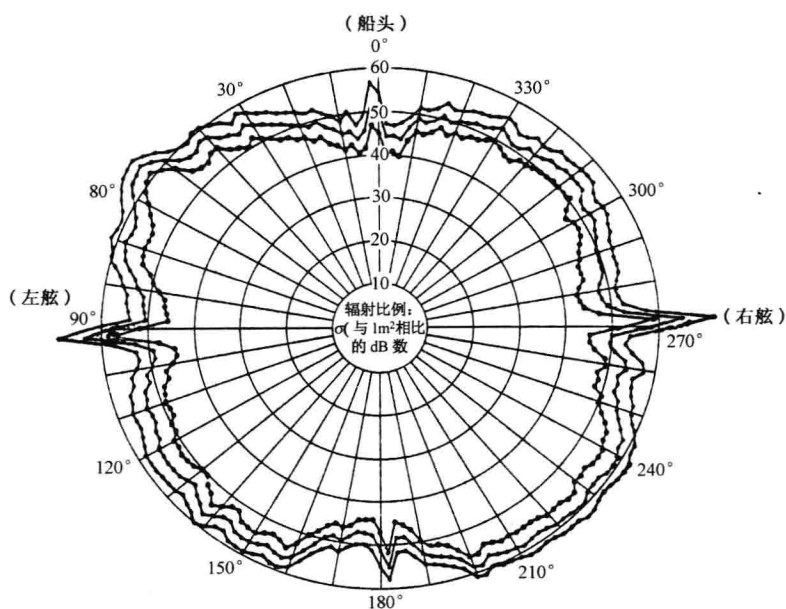


图 2.20 大型海军辅助舰在 X 波段、水平极化时雷达横截面积随方位变化的情况,图中示出 20%、50% 和 80% 三种情况

射器,二者均有大的后向散射回波。图 2.20 所示为一艘 16000 吨的海军辅助舰在掠射角所测到的雷达横截面积。

#### 其他目标

导弹横截面积可在很大范围上变化,这取决于导弹的类型。带有油箱的弹道导弹横截面积可以很大,但弹道导弹的再入飞行器、小型巡航导弹,或者反舰导弹的横截面积可以小许多个数量级。小型导弹沿横轴观察的距离剖面见图 2.21<sup>[36]</sup>。雷达分辨力为 0.2m。图中示出各种散射中心及其相对横截面积。

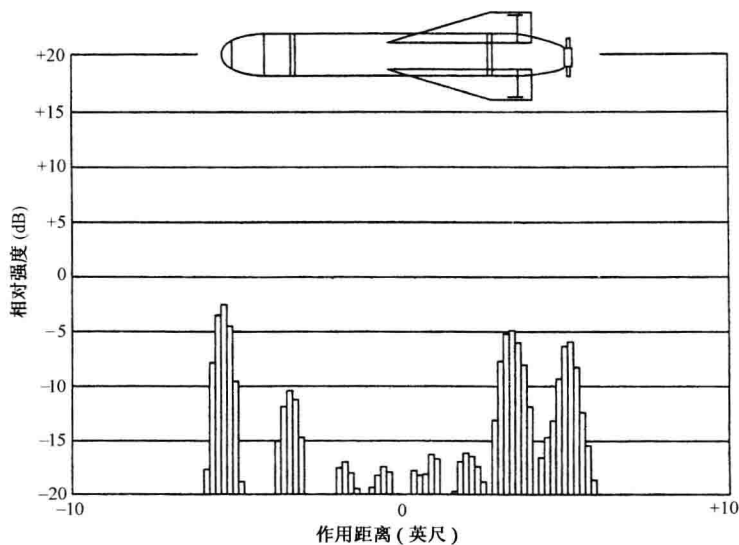


图 2.21 小型导弹的高分辨力距离剖面(后向散射),示出了各个散射中心(自 D. L. Mensa, <sup>[36]</sup>)



汽车的雷达横截面积通常惊人的大。在 X 波段的前向横截面积为  $10\sim 200\text{m}^2$ , 典型值<sup>[37]</sup>为  $100\text{m}^2$ 。这归因于平坦表面, 如雷达可探测到的引擎散热器。不过, 并不是所有的汽车都有这么大的值。

在 X 波段, 长度为 20~30 英尺的小游艇的平均雷达横截面积约为几平方米<sup>[38]</sup>。长度为 40~50 英尺的游艇的横截面积在  $10\text{m}^2$  左右。有报道称, 在 UHF 到 X 波段范围内对所测到的雷达横截面积<sup>[39]</sup>为  $0.03\sim 1.9\text{m}^2$ ,  $1\text{m}^2$  通常称为是“典型值”。对雨、雪、鸟和昆虫的雷达横截面积值在第 7 章中给出。

对军用飞机、导弹、直升机和舰船已有许多横截面积测量值。不过, 通常不公开发表这类信息, 因此在公开发表的文献中关于现役目标的雷达散射数据很少。

在本节中已经看出, 雷达目标的雷达横截面积随姿态角、频率和极化而变化。一个数字不能完全度量雷达的横截面积, 不过, 有时人们希望用一个数字来描述一类雷达目标。表 2.1 列出了各类目标在微波频率上的雷达横截面积的单个“样本”值。当然, 在每一类目标中, 这里给出的单值横截面积也会有很大的变化。

没有一种约定的标准方法来规定一个目标的单值横截面积(这或许是由于一个数字本身很少用来描述一个目标), 可以取平均值或中间值。这取决于描述横截面积起伏的概率密度函数。有时采用“最小”值, 如超过当时值的 99%, 95% 或 90% 的值(读者或许注意到作者没有勇气来陈述表 2.1 所列单值横截面积是如何定义的)。总之, 当利用雷达距离方程预测雷达性能时, 必须考虑真实目标的雷达横截面积的可变特征。

表 2.1 在微波频段上的雷达横截面积样本值<sup>①</sup>

	$\text{m}^2$
常规有翼导弹	0.1
小型单引擎飞机	1
小型战斗机或 4 乘客喷气机	2
大型战斗机	6
中型轰炸机或中型喷气客机	20
大型轰炸机或大型喷气客机	40
超大型喷气客机	100
直升机	3
小敞篷船	0.02
小型游艇(20~30 英尺)	2
带仓巡洋舰(40~50 英尺)	100
0 掠射角时的舰船	见式(2.38)
较高掠射角时的舰船	以 $\text{m}^2$ 表示的排水吨位
汽车	100
载货小汽车	200
自行车	2
人	1
大鸟	$10^{-2}$
中鸟	$10^{-3}$
大昆虫(蝉)	$10^{-4}$
小昆虫(苍蝇)	$10^{-5}$

① 虽然这里给出的雷达横截面积是一个数字, 但通常并不是一个数字就可恰当地描述雷达目标回波的。

## 2.8 雷达横截面积的起伏

在观测诸如飞机或舰船等雷达目标时,小的观察角变化就可导致大的雷达横截面积变化。由图 2.15 所示的飞机的横截面积说明了这一点。复杂目标由大量个别散射体中心或散射体组成。对飞机而言,散射体可以是发动机、座舱、机头、机翼、机尾和外部装备。由每个散射中心来的回波,其幅度和相位通常与从其他散射中心来的回波的幅度和相位无关。每个散射体的相位主要由其散射中心与雷达的距离决定。在雷达处,把所有个别散射体来的回波进行矢量相加,得到一个合成幅度和相位。如果目标可以表示成独立点散射体的集合,那么回波信号  $S_r(t)$  可写成如下形式

$$S_r(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(2\pi ft + \phi_i) = A \sin(2\pi ft + \phi) \quad (2.39)$$

式中

$$A = \left[ \left( \sum_i a_i \sin \phi_i \right)^2 + \left( \sum_i a_i \cos \phi_i \right)^2 \right]^{1/2}, \quad \phi = \arctan \frac{\sum_i a_i \sin \phi_i}{\sum_i a_i \cos \phi_i} \textcircled{1}$$

上面  $a_i$  是第  $i$  个点散射体的幅度,  $\phi_i = 2\pi f T_i$ ,  $T_i$  是到第  $i$  个散射体的往返时间,而  $f$  是雷达频率。假定点散射体的  $a_i$  和  $\phi_i$  与观察角无关。式(2.39)是复杂目标散射的一个较为简单的模型,但它有局限性。它没有考虑到多次反射、一个散射体被另一个散射体所遮蔽,或者目标也许就不能始终用点目标集合来表示。另外,它假定了与目标的长度相比,到雷达的距离  $R$  要大很多,使得对各个散射体而言,不必考虑回波信号功率与距离  $R$  的变化关系( $R^{-4}$ )。虽然如此,对很多应用目的来说它仍是一个恰当的目标表达式。

如果目标姿态相对于雷达发生变化,则到散射中心的距离和时间  $T_i$  也将发生变化。这些可引起由构成目标的各个散射体来的回波信号的相对相位发生变化。大于  $2\pi$  弧度的相对相移可引起合成回波信号的合成幅度和相位的巨大变化,这导致目标横截面积的起伏(有时在文献中用术语“衰落”,而这里称为“起伏”)。

在雷达方程中考虑起伏的雷达横截面积的一种直截了当的方法是选择一个小的横截面积值,它几乎在所有时间都有被超过的可能性。这种方法具有简单的优点。它不精确,但在本节后面提到的被更广泛采用,需要知道起伏真实统计值的分析方法也不精确。

当目标横截面积不是常数时,寻求最小可检测信-噪比的通常采用的方法是基于描述横截面积起伏的概率密度函数。概率密度函数,或 pdf,给出在  $\sigma$  和  $\sigma + d\sigma$  之间找到一个特定目标横截面积值的概率。除了 pdf 以外,还必须知道横截面积随时间或脉冲到脉冲的变化或相关关系。横截面积随时间的变化关系不同于接收机噪声随时间的变化关系,因为从脉冲到脉冲,接收机噪声是统计上独立的,或者是不相关的。

### Swerling 目标模型

表示目标起伏的流行方法是 Peter Swerling 描述的四种统计模型<sup>[40]</sup>。对每一种模型,他

① 译注:原文为:  $\Phi = \arctan \frac{\sum_i a_i \sin \phi_i}{\sum_i a_i \cos \phi_i}$ ;疑漏误。

计算出了作为检测概率、虚警概率和积累脉冲数的函数所要求的信-噪比。这四种 Swerling 起伏目标模型如下。

**情况 1:**在任何一次扫描时从目标收到的回波脉冲幅度在这一次扫描的整个过程中恒定不变,且从扫描到扫描是独立的(不相关的)。这类目标起伏叫做“扫描到扫描起伏”,也叫“慢起伏”。横截面积  $\sigma$  的概率密度函数为

$$p(\sigma) = \frac{1}{\sigma_{av}} \exp\left(-\frac{\sigma}{\sigma_{av}}\right) \quad \sigma \geq 0 \quad (2.40)$$

式中,  $\sigma_{av}$  是所有横截面积值的平均值,这种概率密度函数或 pdf,适用于由具有许多面积可比的独立散射体组成的目标;即没有一个散射体比其他散射体大许多。虽然 pdf 假设有大量的散射体,但据说少到四五个散射体对于许多目的就可产生合理的近似<sup>[40,41]</sup>。情况 1 的目标模型有时叫“瑞利散射体”。不过,式(2.40)的 pdf 是指数型[式(2.18)],而不是瑞利型[式(2.17)]。应提醒的是,指数 pdf 表示由瑞利 pdf 描述的电压平方的统计。

**情况 2** 概率密度函数与情况 1 的相同,但起伏是与从脉冲到脉冲无关的,而与从扫描到扫描有关。这种情况有时叫“快速起伏”。

**情况 3** 和情况 1 一样,假定在一次扫描内雷达横截面积为常数,并且与从扫描到扫描是无关的;但概率密度函数为

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_{av}^2} \exp\left(-\frac{2\sigma}{\sigma_{av}}\right) \quad \sigma \geq 0 \quad (2.41)$$

Swerling 指出,该概率密度函数,对目标可以建成一个大散射体加上许多小散射体这样的模型,是有代表性的。

**情况 4** 起伏为脉冲到脉冲,但和情况 3 具有相同的 pdf。对于这四种情况,雷达方程中要代入的横截面积是平均值  $\sigma_{av}$ 。

对于  $n=10$  次击中,检波后积累和  $10^8$  次虚警次数(虚警概率的倒数),这四种 Swerling 目标起伏模型与非起伏情况(这里叫做情况 0)的比较见图 2.22。通常,起伏目标比非起伏目标需要较大的信-噪比。例如,图 2.22 表示,如果要求检测概率为 0.95,当雷达横截面积为常数时,需要每脉冲 6.2dB 的信-噪比(情况 0);如果目标按情况 1 起伏,则需要每脉冲 16.8dB 的信-噪比。因此,如果雷达根据等于  $\sigma_{av}$  的恒定横截面积设计,但在现实中横截面积根据情况 1 的模型起伏,则由于两者间有 10.6dB 的差,距离将减小 1.84 倍。

情况 1 比其他情况对雷达有更多的要求。图 2.22 还表明,对于大于约 0.3 的检测概率(实际情况中总是如此的),当起伏与扫描到扫描的无关(情况 1 和 3)比与脉冲到脉冲更无关时(情况 2 和 4),需要更大的信-噪比。随着积累的无关脉冲数的增大,情况 2 和 4 的脉冲到脉冲起伏的平均趋向于为恒定横截面积情况(情况 0)的脉冲到脉冲起伏。

对一给定的检测概率、虚警概率(或虚警次数)和积累脉冲数,对每一种 Swerling 情况,可运用检测统计理论来求出所要求的每脉冲信-噪比。对于这四种起伏模型,可得到类似于图 2.6 关于恒定横截面积的曲线<sup>[40,42,43]</sup>。它们也包含在市场上可买到的关于雷达方程的计算机程序中<sup>[68]</sup>。

对于 Swerling 情况 1 和 3,当  $n=1$ (单个脉冲检测)时,所要求的信-噪比  $(S/N)_1$  可以通过从图 2.23 所找到的值(dB)与图 2.6 中关于非起伏单脉冲信-噪比的值(dB)相加而得到。

巴顿<sup>[44,45]</sup>将图 2.23 的纵坐标称为“起伏损耗”,用  $L_f$  表示。对扫描到扫描目标起伏(情

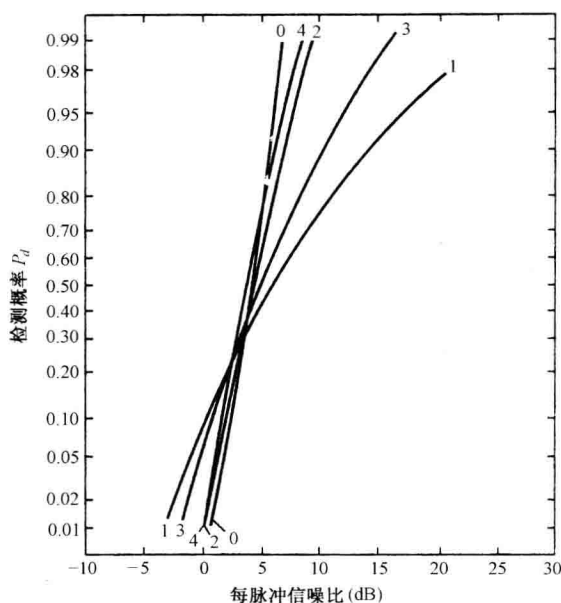


图 2.22 对于  $n=10$  个积累脉冲,虚警次数  $n_f=10^8$ ,四种 Swerling 模型和非起伏模型的比较(根据 Swerling<sup>[40]</sup>改编)

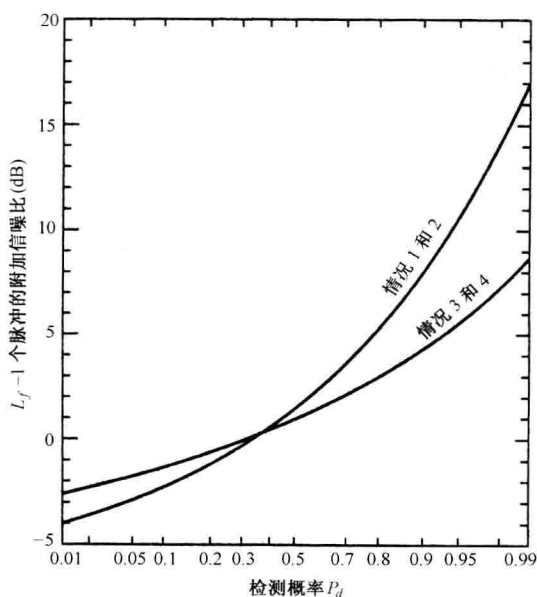


图 2.23 当目标依据 Swerling 模型起伏时,实现特定检测概率所要求的附加信-噪比。纵坐标有时称为“起伏损耗” $L_f$

况 1 和 3), 积累改善因子  $nE_r(n)$  与式(2.7)关于恒定(非起伏)横截面积所给出的改善因子相同。

当目标为 Swerling 情况 1 和 3 时,为了在雷达距离方程中考虑目标的起伏,可用  $(S/N)_1$   $L_f$  取代  $(S/N)_1$ , 且将同样的积累改善因子用于恒定横截面积情况。在实践中,情况 1 要比其

他三种情况更多地用于描述目标的横截面积统计,因为它比其他三种情况需要更大(更保守的)信-噪比。当积累脉冲数大于10~20时,情况2就逼近情况1,而情况4逼近情况3。因此,不必对它们分别处理。将 Swerling 情况用于雷达方程的步骤在讨论完部分相关后进行归纳。

**目标横截面积的部分相关** 四种 Swerling 情况都假设当天线扫描时目标收到的脉冲或者是脉冲到脉冲完全相关(相关系数  $\rho=1$ ),或者是脉冲到脉冲完全不相干(相关系数  $\rho=0$ )的。当脉冲相关系数  $\rho$  是0和1之间的其他值时,对所要求的信-噪比巴顿<sup>[46]</sup>提供了可与 Kanter<sup>[47]</sup>的精确分析相媲美的经验关系。巴顿提出当  $n_e$  个独立采样积累时,起伏损耗近似为

$$L_f(n_e) = (L_f)^{1/n_e} \quad (2.42)$$

式中,  $L_f$  是对于情况1或情况3,由图2.23给出单个脉冲检测时的起伏损耗(注意图2.23中的  $L_f$  是用 dB 表示的,故  $L_f(n_e)_{\text{dB}}$  等于  $L_f(1)_{\text{dB}}/n_e$ )。从目标收到的并在观察时间  $t_0$  内积累的独立采样脉冲数是  $n$  和  $n_e$  中的较小的一个,其中,  $n_e$  为

$$n_e = 1 + \frac{t_0}{t_c} \leq n \quad (2.43)$$

式中,  $t_c$  是目标回波信号的相关时间,  $n$  是总的可用脉冲数。巴顿提出相关时间是回波信号两侧起伏频谱的有效噪声带宽的倒数,它是目标横截面积变为一个新值所需要的时间。规定它不是容易的事并且与具体的情况极有关系。

Kanter<sup>[47]</sup>提供了用相关系数  $\rho$  而不是  $n_e$  来表示的精确的信-噪比曲线。他给出的两者间的关系式为

$$n_e = 1 + (n-1) \ln\left(\frac{1}{\rho}\right) \leq n \quad (2.44)$$

式中,  $n_e$  的值不可能大于积累可用脉冲数。

**Swerling 情况的雷达方程** 部分相关 Swerling 情况的雷达方程可写为

$$R_{\max}^4 = \frac{P_i G A_e \sigma n E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 B F_n (S/N)_1 (L_f)^{1/n_e}} \quad (2.45)$$

式中,  $L_f$  是起伏损耗,或对一个起伏目标一个脉冲的附加信-噪比(由图2.23给出)。  $n_e$  是等效积累独立采样脉冲数(由式(2.43)或式(2.44)给出)。当雷达横截面积依据式(2.40)的瑞利 pdf 起伏时,采用图2.23中标有“情况1和2”的曲线,当目标横截面积 pdf 由式(2.41)给出时,采用图中标有“情况3和4”的曲线。当部分相关依据有效积累脉冲数  $n_e < n$  表示时,式(2.45)适用于部分相关 Swerling 情况1和3。当目标不是部分相关时,即  $\rho=0$  或  $\rho=1$ ,它也适用于所有 Swerling 情况。

**情况1** 完全相关:  $\rho=1, n_e=1, L_f$  是图2.23中标有情况1和2的曲线。

**情况2** 完全不相干:  $\rho=0, n_e=n, L_f$  是图2.23中标有情况1和2的曲线。当  $n$  为大值时( $n>20, P_d \leq 0.9$ ),情况2可由情况0(不起伏目标)取代。

**情况3** 完全相关:  $\rho=1, n_e=1, L_f$  是图2.23中标有情况3和4的曲线。

**情况4** 完全不相干:  $\rho=0, n_e=n, L_f$  是图2.23中标有情况3和4的曲线。当  $n$  为大值时( $n>10, P_d \leq 0.9$ ),情况4可由情况0取代。

**情况0** 设  $L_f=1$ 。

在所有情况下,包括部分相关在内,  $(S/N)_1$  由图2.6给出,而积累改善因子  $nE_i(n)$  由图2.7给出。上述方法给出了适用于许多工程用途的结果。当需要更精确的值时,应当采用前面引用的参考文献或合适的雷达方程计算机软件包所给出的方法。

**通过频率分集或频率捷变解相关** 复杂目标的雷达横截面积可以通过雷达频率来改变,当目标姿态固定时也是如此。换句话说,目标回波可以通过足够的频率变化解相关。如果一个目标可以看成只由两个距离坐标相距为  $D$ (径向)的散射体组成,那么,这两个散射体的回波信号的相位差为  $4\pi(f/c)D$ 。频率变化  $\Delta f$  导致相位变化  $\Delta\phi = 4\pi(\Delta f/c)D$ 。如果相位变化大于  $2\pi\text{rad}$ ,则认为合成信号与前一个合成信号无关。因此,频率变化  $\Delta f \geq c/2D$  就解除了回波的相关(在一个真实目标中间距  $D$  可能是沿径向坐标投影的某种目标的特性尺寸。它可以是目标末端附近两个重要散射体之间的间隔。它不一定是目标物理长度的投影,因为由目标末端来的回波与由构成目标的其他散射体来的回波相比可能是小的)。

回波信号的解相关可以通过频率分集或频率捷变获得。频率分集是指并行利用多个发射机,每个发射机工作在不同的频率,且每个发射机通道作为一部单独的雷达运转(从宽带发射机也可获得多个独立频率,但不是这里特定讨论中所指的频率)。大多数空中交通管制雷达通常采用两部发射机以实现可靠的民用空中交通管制所必需的冗余度。通常两部发射机并不工作在同样的频率上,而是工作在两个不同的频率上,以获得两个独立的回波信号。如果在一个频率上的回波很小,则在另一个频率上很可能较大,如果第二个频率与第一个频率相隔很远的话。利用频率分集可能获得的改善可从关于起伏损耗的图 2.23 中求得。如果目标横截面积依据情况 1(扫描到扫描独立)来描述,则对于 0.8 的检测概率(该值通常是由美国联邦航空局为其空中交通管制雷达所规定的),起伏损耗为 5.4dB。当采用两个独立的频率时,起伏损耗(dB)为该值的一半。因此,由于频率分集的缘故有 2.7dB 的增益。此外,第二部发射机还提供 3dB 的增益。

虽然利用频率分集有增益,但是精确量化它要比通过上述简单例子所表明的更难。它取决于检测概率。如果检测概率  $P_d = 0.9$ ,则当利用两个独立频率时,由于频率分集的改善为 4dB,而不是  $P_d = 0.8$  时的 2.7dB。如果  $P_d = 0.5$ ,则分集改善只有 0.8dB,使得在此情况下利用两个频率没有什么价值。另一方面,当要求  $P_d$  为 0.99 时,两个独立频率提供的分集改善为 8.6dB。因此,当需要高检测概率并且脉冲高度相关时,频率分集是有价值的。

不过,继续增加发射机,超过 2 部或 3 部,则没有太多的好处。如果起伏损耗为 5.4dB(如上面例子中的  $P_d = 0.8$  的情况),则两部发射机提供 2.7dB 的分集改善。3 部发射机的分集改善为 3.6dB,4 部为 4.1dB。只用两部发射机所提供的增益就可满足频率分集雷达的大多数应用情况。

脉冲到脉冲的频率变化叫“频率捷变”。如果雷达频率的变化大于  $\Delta f = c/2D$ ,其中,  $D$  是目标的有效径向尺寸,则目标横截面积是解(去)相关的。在总带宽  $B$  内可用的独立采样数为

$$n_e = 1 + \frac{B}{\Delta f} \quad (2.46)$$

频率捷变可以只用一部宽带发射机来实现。这里需要提及的是,它是提高目标可检测概率的一种方法,它还是对付敌方窄带干扰的一种可用战术。不过,脉冲到脉冲频率捷变不适于需要多普勒处理来检测杂波中运动目标的雷达(如第 3 章所讨论的 MTI 和脉冲多普勒雷达),因为这些雷达必须利用同频率上的多个脉冲以提取多普勒频移。另一方面,多普勒处理与频率分集是兼容的。

### $\chi$ 平方目标模型

用于四种 Swerling 模型由式(2.41)和式(2.42)描述的两个概率密度函数是  $2m$  次  $\chi$  平方概率密度函数的特例<sup>[41,48]</sup>。 $\chi$  平方 pdf 为

$$p(\sigma) = \frac{n}{(m-1)! \sigma_{av}} \left( \frac{m\sigma}{\sigma_{av}} \right)^{m-1} \exp\left(-\frac{m\sigma}{\sigma_{av}}\right) \quad \sigma > 0 \quad (2.47)$$

式中,  $\sigma_{av}$  为横截面积  $\sigma$  的平均值,  $\chi$  平方 pdf 也叫做伽玛概率密度函数。在统计学教材中,  $2m$  是一个等于自由度数的整数。不过, 当它应用于目标横截面积模型时,  $2m$  不限制为整数值, 它可以是任何一个正的实数。当  $m=1$  时,  $\chi$  平方就简化为适用于 Swerling 情况 1 和 2 的指数或瑞利功率型 pdf。情况 3 和 4 等效于  $m=2$  的  $\chi$  平方。 $\chi$  平方 pdf 的标准偏差与均值的比等于  $m^{-1/2}$ 。 $m$  的值越大, 起伏越小, 即起伏受到更强的约束。 $m \rightarrow \infty$  的极限对应于非起伏目标。

人们已经发现, 参数  $m$  在  $0.3 \sim 2$  之间的  $\chi$  平方 pdf 近似于某些简单形状物体, 如圆柱体或带鳍圆柱体<sup>[49]</sup> 的统计特性。

### 其他目标模型

当目标可以表示成由一个主散射体加上小的独立散射体的集合时<sup>[50]</sup>, 人们还建议把在 2.5 节中所述的 Rice 概率密度函数作为目标的横截面积模型。Rice pdf 为

$$p(\sigma) = \frac{1+s}{\sigma_{av}} \exp\left[-s - \frac{\sigma}{\sigma_{av}}(1+s^2)\right] I_0\left(2\sqrt{\frac{\sigma}{\sigma_{av}}}s(1+s)\right) \quad \sigma > 0 \quad (2.48)$$

式中,  $s$  是单个主散射体的雷达横截面积与小散射体总的横截面积之比,  $I_0(\cdot)$  是 0 阶修正贝塞耳函数。其描述类似于  $m=2$  (Swerling 情况 3 和 4) 时  $\chi$  平方的描述, 但它们是不一样的。

对数-正态 pdf 也被考虑用于表示某些类型的目标回波起伏。其表达式为

$$p(\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}s_d\sigma} \exp\left\{-\frac{1}{2s_d^2}\left[\ln\left(\frac{\sigma}{\sigma_m}\right)\right]^2\right\} \quad (2.49)$$

式中,  $s_d = \ln(\sigma/\sigma_m)$  的标准偏差,  $\sigma_m = \sigma$  的中值。 $\sigma$  的均值与中值之比为  $\exp(s_d^2/2)$ 。没有一个导致对数-正态 pdf 的理论目标模型, 但有人提出它可近似一些卫星、舰船、圆柱体、平板和阵列的横截面积统计特性<sup>[51, 52]</sup>。对数-正态 pdf 通常具有比其他 pdf 更高的平均值-中值之比。它也比其他 pdf 更高的获得异常高值的概率(通常表述成它具有“高尾”的分布)。

可以采用的还有其他许多统计模型。Shlyakin<sup>[53]</sup> 对许多已考虑用于对雷达信号建模的统计描述作了全面的评述。虽然其中的大多数为两个参数的 pdf, 但也包括了三个参数和四个参数的统计模型。参数越多, 它就越可能符合实验数据。不过, 只有其中的少数统计 pdf 可以根据某种基本的物理模型推导出来。看来, 利用大多数可用的分析统计模型的惟一理由, 就是它们可以用来进行“曲线拟合”某种特定的实验数据集。

### 采用哪个目标模型

真正的担忧是如何对真实目标建模, 使得可以根据雷达距离方程来预测雷达的性能。如果目标的横截面积统计特征可以确定或假定, 那么, 应用噪声中信号检测的经典理论就可提供所要求的作为检测概率、虚警概率和积累脉冲冲函数的信-噪比。不过, 正如已经指出的那样, 除了一些特殊情况外, 它是不实用的, 因为横截面积统计可随姿态、观察所持续的时间和频率而变化。

虽然很少真实目标能以任何精度惟一地拟合数学模型, 但据说对飞机目标的测量<sup>[54]</sup> 表明, 在许多情况下, 瑞利模型( $m=1$  时的  $\chi$  平方)比其他模型拟合得更好。另一方面, 人们发现在  $\chi$  平方 pdf 中, 参数  $m$  的实验测量值随姿态而改变, 并且可从大约 0.5 变化到接近 20。甚至还有没有  $m$  值可拟合数据的例子。因此, 很难用一个在各种条件下都适用的统计模型来



可靠地拟合目标。

另一个担忧是在利用统计目标模型时,如 $\chi$ 平方,在雷达方程中要代入什么样的雷达横截面积平均值 $\sigma_{av}$ 。如果横截面积是在观察角的整个 $4\pi$ 立体弧度上的平均值,那么,该平均值将为在侧射方向,以及顶部、底部方向和靠近这些方向产生的高值所支配。有人可能会认为,进行平均时这些高值应当去掉,因为很少是从这些角度来观察飞机、导弹或舰船之类的目标的。如果只在一个给定场景中碰到的角度上求平均,那么,就需要对这一场景(决定观察角范围的飞行轨迹的特性)作出规定(这不总是容易做的)。使情况更糟的是,很少报道横截面积的平均值(需要指出的是,平均横截面积不是以 dB 表示的值的平均,而是其数值的平均)。

可以说,除了特殊情况以外,还没有统计目标数学模型可以可靠地表示复杂目标横截面积的统计特性。这也许是对的,但雷达工程师们必须利用雷达方程来预测雷达性能,而不管是否能做得尽善尽美。如果不是绝对精确的话,工程师们常常只好采用折中解决方案来得到可用的结果。至少已有三种方法人们已经用于处理实际目标的雷达横截面积。

(1) 尽可能依据以往的(成功)经验,将最好的猜测用于统计目标模型。

(2) 利用恒定横截面积模型,但选择一个在大部分时间内,比如说 90% 或 95% 或更高,都被超过的横截面积值。这是最简单的方法。

(3) 利用 Swerling 情况 1 模型( $m=1$  时的 $\chi$ 平方和扫描到扫描起伏)。它产生一个保守的估计(大信-噪比)。这种模型通常是雷达采购机构在确定一部新雷达所要求的合同性能时所使用的。当检测概率高的时候,高信-噪比为雷达设计提供一些缓冲。

由于其简便性,作者宁愿利用恒定横截面积(上面第 2 点)。不过,Swering 情况 1 可能是最被广泛采用的。如果采用大检测概率,如 $P_d=0.9$ 或更高,则它是一种很好的方法。有时情况 1 也使用较低的 $P_d$ ,但这使它丧失了其保守估计的优点。 $P_d$ 为 0.5 时,Swering 模型和恒定横截面积模型之间没有多少差别。因此,对于小的 $P_d$ 值,没有必要规定一个复杂的目标模型。

雷达销售商喜欢用 $P_d=0.5$ 来报出其产品的距离性能,而雷达买主想要依据 $P_d=0.9$ 或更高来了解性能。作者更喜欢雷达性能是依据高 $P_d$ ,如 0.9 来确定的。

## 2.9 发射机功率

第 1.2 节中推导的简单雷达方程中的功率 $P_t$ 并没有明确规定,但通常是指脉冲的峰值功率(它不是正弦波脉冲的瞬时峰值功率,而是瞬时峰值的 1/2)。雷达的平均功率 $P_{av}$ 也是令人感兴趣的,因为与峰值功率相比,它是一种更重要的对雷达性能的衡量。其定义为整个发射期间的平均发射机功率。如果发射机波形是一串宽度为 $T$ 、恒定脉冲重复周期 $T_p=1/f_p$ ( $f_p$ =脉冲重复频率)的矩形脉冲,则平均功率与峰值功率的关系为

$$P_{av} = \frac{P_t \tau}{T_p} = P_t \tau f_p \quad (2.50)$$

雷达占空比(有时叫占空因子)可以表示成 $P_{av}/P_t$ ,或 $\tau/T_p$ ,或 $\tau f_p$ 。一般脉冲雷达的占空比为 0.001~0.5,也可更大或更少。连续波雷达的占空比为 1。占空比取决于波形类型、脉冲宽度、是否采用脉冲压缩、与距离和多普勒模糊度有关的问题,以及采用的发射机类型。用式

(2.50)取代式(2.45)中的  $P_i$ , 则可用平均功率, 将式(2.45)改写成

$$R_{\max}^4 = \frac{P_{\text{av}} G A_e \sigma n E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 F_n(B\tau)(S/N)_1 f_p} \quad (2.51)$$

为简单起见, 式(2.45)中所包含的起伏损耗  $L_f$ , 已经设为等于 1。当然, 当需要使用 Swerling 目标模型时, 应当重新插入。该方程中的符号先前已经定义过, 但读者可以在 2.13 节式(2.61)下所列内容中找到它们。带宽和脉冲宽度被归在一起, 因为两者的乘积在精心设计的雷达中近似等于 1。

从上面给出的占空比的定义可以看出, 每个脉冲的能量, 即  $E_p = P_i \tau$ , 也等于  $P_{\text{av}}/f_p$ 。将后者代入式(2.51)得到以能量表述的雷达方程, 即

$$R_{\max}^4 = \frac{E_p G A_e \sigma n E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 F_n(B\tau)(S/N)_1} = \frac{E_i G A_e \sigma n E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 F_n(B\tau)(S/N)_1} \quad (2.52)$$

式中,  $E_i$  是  $n$  个脉冲的总能量, 等于  $nE_p$ 。

## 2.10 脉冲重复频率

脉冲重复频率(prf)通常由超出它就不指望检测目标的最大非模糊距离决定。如 1.1 节所述, 对应于最大非模糊距离  $R_{\text{un}}$  的 prf 为:  $f_p = 2R_{\text{un}}/c$ , 其中,  $c$  是传播速度。不过, 有时会有回波来自最大非模糊距离以外, 特别是对于一些非常大的目标或杂波源(如一座山), 或者发生异常传播条件(8.5 节), 使雷达的正常作用距离扩展到视距外的时候会这样。比脉冲重复周期晚到达的回波信号称为“二次回波”。也叫“多次回波”, 特别是当它们从大于  $2R_{\text{un}}$  的距离到达的时候。这些模糊回波的视在距离会导致误差和混淆。多次反射回波的另外一个问题是距离  $R_{\text{un}}$  以外来的杂波回波会掩盖近距离上的非模糊目标回波。

有些类型的雷达, 如脉冲多普勒雷达总是用一种会导致距离模糊度的 prf 工作。如 3.9 节所述, 当在杂波中检测运动目标时, 为了获得高脉冲重复频率所带来的好处, 在脉冲多普勒雷达中容许距离模糊。解距离模糊是脉冲多普勒雷达的一项重要工作内容。

多次回波的存在用恒定脉冲重复频率波形不容易识别。考虑图 2.24(a)中标为 A, B, C 的三个目标。目标 A 在非模糊距离间隔  $R_{\text{un}}$  内, 目标 B 在大于  $R_{\text{un}}$ , 但小于  $2R_{\text{un}}$  的距离上, 而目标 C 在大于  $2R_{\text{un}}$ , 但小于  $3R_{\text{un}}$  的距离上。目标 B 是一个二次回波, 目标 C 是一个多次回波。当这三个脉冲重复间隔或扫描, 在雷达显示器, 如图 2.24(b)中的 A 型显示器或 PPI 上重叠时, 模糊回波(B 和 C)看起来与 A 的非模糊距离回波没有什么不同。只是 A 的距离是正确的, 但从该显示器上不能确定其他两个不在其视在距离上。

通过改变雷达的脉冲重复频率可以识别模糊距离回波。当脉冲重复频率改变时, 非模糊回波(在小于  $R_{\text{un}}$  的距离上)仍然停留在其正确的距离上。但是, 对每一个脉冲重复频率, 非模糊距离回波会出现在不同的视在距离上。这三个回波如何出现在 A 型显示器上的举例见图 2.24(c)。在 PPI 上也会看到类似的效果。因此, 模糊目标距离可以轻易地识别出来。

如果第一个脉冲重复频率  $f_1$  有一个非模糊距离  $R_{\text{un}1}$ , 用这个脉冲重复频率  $f_1$  测得的视在距离用  $R_1$  表示, 那么, 正确的距离是下列中的一个

$$R_{\text{true}} = R_1, \text{ 或 } (R_1 + R_{\text{un}1}), \text{ 或 } (R_1 + 2R_{\text{un}1}), \text{ 或 } \dots$$

其中的任何一个都可能是真正的距离。要找到哪个是正确的, 可将脉冲重复频率改变到非模

糊距离为  $R_{un2}$  的  $f_2$ 。此时,如果测到的视在距离为  $R_2$ ,则正确的距离是下列中的一个

$$R_{true} = R_2, \text{ 或 } (R_2 + R_{un2}), \text{ 或 } (R_2 + 2R_{un2}), \text{ 或 } \dots$$

正确的距离是用两个脉冲重复频率都一样的那个值。理论上,两个脉冲重复频率可解距离模糊度,但实践中,通常用三个脉冲重复频率以提高精度和避免错误值。

脉冲重复频率可以脉冲到脉冲、每半波束宽度(在扫描天线情况下),或在天线每转一次时改变。每一种方法都已用过,并且,每一种方法都有其好处和局限性。

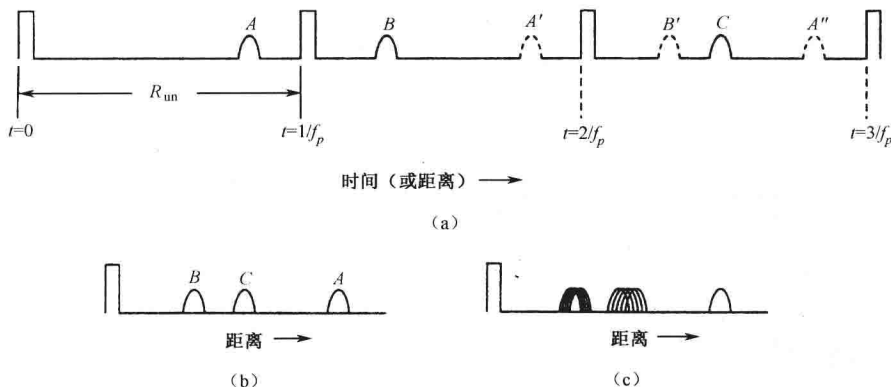


图 2.24 引起距离模糊的多次雷达回波。(a)三个目标 A,B,C,其中,A 在非模糊距离  $R_{un}$  内,B 是一个二次回波,C 是一个多次回波;(b)三个回波出现在 A 型显示器上的情况;(c)改变脉冲重复频率后三个回波出现在 A 型显示器上的情况

## 2.11 天线参数

几乎所有的雷达都采用具有较窄波束宽度,可将能量指向一个特定方向的定向天线。天线是雷达的一个重要组成部分。正如从 1.2 节中对雷达方程的推导可看到的那样,其作用是发射时将能量送到目标,收集从目标反射回来的接收到的回波能量,并且确定目标的角度位置。当需要远距离性能时,通常在天线尺寸和发射机尺寸之间有一个折中。如果一个小的话,另一个必须大,以进行补偿。这就是在大多数雷达应用中,当实际考虑不限制物理尺寸时,为什么通常愿意用大型天线的原因之一。迄今,天线已被认为是一种可机械控制的反射器。如第 9 章所述,雷达天线也可以是电子控制或机械控制的相控阵。

### 天线增益

天线增益  $G(\theta, \phi)$  是指定向天线在一个特定方向所辐射的每单位立体角功率与全向天线以 100% 效率辐射的每单位立体角功率之比,其表达式为

$$G(\theta, \phi) = \frac{\text{在方位 } \theta \text{ 和仰角 } \phi \text{ 上每单位立体角内的辐射功率}}{(\text{天线收到的发射机功率})/4\pi} \quad (2.53)$$

这是功率增益并且是方向的函数。如果在某些方向上它大于 1,则在其他一些方向上它必然小于 1。还有一个定向增益,它有类似的定义,只是分母是除以  $4\pi \text{ rad}$  的天线所辐射的功率,而不是从发射机收到的功率。两者间的差别在于功率增益考虑了天线内的损耗。对于雷达方程而言,功率增益要比定向天线增益更恰当,但是,在实际雷达天线中,除相控阵外,二者

之间通常没有什么区别。在本文中通常认为雷达天线的功率增益和定向增益是相同的。当它们显著不同时,则必须指出二者间的不同之处。在雷达方程中,由参数  $G$  表示的是最大功率增益。

### 有效面积和波束宽度

在 1.2 节中曾经提到,无损耗天线的定向增益  $G$  和有效面积  $A_e$  (有时叫“有效孔径”)的关系式为<sup>[55]</sup>

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi \rho_a A}{\lambda^2} \quad (2.54)$$

式中,  $\lambda$  = 波长,  $\rho_a$  = 天线孔径效率,  $A$  = 天线的物理面积,天线的增益近似等于

$$G \approx \frac{26\,000}{\theta_B \phi_B} \quad (2.55)$$

式中,  $\theta_B$  和  $\phi_B$  分别是方位角和仰角半功率波束宽度,单位为“°”。对于 1° 的笔形波束,可得到 44dB 的增益。[该方程的正确性的证明见式(9.5c)之后的 9.2 节。]

天线的半功率波束宽度还取决于孔径照射的性质和旁瓣电平。当没有关于天线特征方面的具体信息可以利用时,有时可以采用波束宽度和天线尺寸  $D$  之间的下列关系式

$$\theta_B = 65\lambda/D \quad (\text{单位:}^\circ) \quad (2.56)$$

式中,波长  $\lambda$  与孔径尺寸  $D$  有相同的单位。当  $D$  是天线的水平尺寸时,波束宽度  $\theta_B$  是方位波束宽度;当  $D$  是垂直尺寸时,  $\theta_B$  是仰角波束宽度。式(2.56)适用于峰值旁瓣电平为 25~28dB 的天线。

天线的半功率波束宽度可以相当精确地测量,但天线增益“或许是对天线系统所作测量中测量精度最低的”<sup>[56]</sup>。人们怀疑是否“许多增益估计都比  $\pm 0.5\text{dB}$  更精确”<sup>[57]</sup>。因此,没有必要给出比一个小数位更精确的普通雷达天线的增益(dB)。

### 重访时间

重访时间是指天线返回观察同一空域所花的时间。它通常是下列二者间的一个折中:

① 需要收集足够能量(足够脉冲数)以检测微弱目标;② 需要对运动目标位置进行快速再测量,以迅速确定其飞行轨迹。重访时间也叫扫描时间,两者与扫描天线的转动速率(rpm)都是反比关系。远程民用空中交通管制雷达的重访时间通常为 10~12s,相当于 6~5rpm 的天线转速。军用监视雷达不像民用雷达,它必须检测和跟踪高速机动目标。10~12s 的重访时间太长了。远程军用雷达的重访时间大约为 4s(15rpm)。近程军用雷达必须检测并对突然出现在近地平线上的低飞高速目标迅速作出响应,通常需要 1s 或 2s(60 或 30rpm)的重访时间,这取决于雷达类型及设计。通常在小船和舰船上的小型民用海用雷达转速约为 20rpm(3s 重访时间)。在重要机场监测地面交通的高分辨率雷达,如图 1.6 所示的 ASDE,通常具有 60rpm 的转速。

### 波束形状

雷达要么采用扇形波束,要么采用笔形波束。图 2.25(a)中水平面内的笔形波束宽度等于或几乎等于垂直面内的波束宽度。其波束宽度一般小于几度,通常为 1°。这样大小的波束宽度用于必须要有精确的位置测量和同时要有好的方位和仰角分辨力的雷达中。跟踪雷达、三坐标雷达(能测量仰角及方位和距离的转动式对空监视雷达)和许多相控阵雷达普遍采用笔形波束。

扇形波束,如图 2.25(b)所示,其中一个角度比另一个小。在采用扇形波束的对空监视雷达中,方位波束宽度通常为 1°或几度,而仰角波束宽度或许可以是方位波束宽度的 4~10 倍。

在要搜索大空域的二维(距离和方位)对空监视雷达中也可见到扇形波束。窄波束宽度是在水平坐标内的,以便获得精确的方位角测量。采用宽仰角波束宽度是为了获得良好的仰角覆盖,但牺牲了仰角测量。

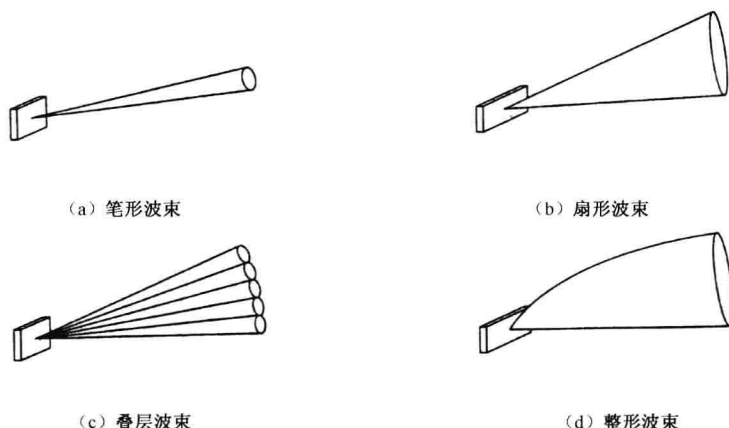


图 2.25 典型的天线方向图类型

简单的笔形波束在搜索大角度空域方面有困难。采用大量扫描的笔形波束(用过 3~9 个)可解决这一问题,这在一些三坐标雷达中可以看到<sup>[68]</sup>。有时在三坐标雷达中在垂直方向采用叠层波束覆盖。这种叠层波束由许多邻接的固定笔形波束组成,如图 2.25(c)所示。以往通常采用 6~16 个邻接波束。

通常,要对扇形波束的形状进行修正以获得更完整的覆盖。一个例子是余割平方整形波束,如图 2.25(d)所示。

#### 余割平方天线方向图

简单扇形波束的覆盖对于检测靠近雷达的高空上的飞机目标是不够的。对这类目标的检测需要有很宽的扇形波束,而这会导致人们不想要的低增益。此外,扇形波束在高仰角辐射的量要比所需要的能量更多,因为当以高仰角观察时,飞机不是远距离的。为了在高仰角上对靠近的目标有较好的照射,对扇形波束进行修正使得其在仰角坐标上的增益与仰角的余割平方成正比,如图 2.25(d)所示。换句话说,余割平方天线其仰角增益与仰角  $\phi$  的函数关系是

$$G(\phi) = G(\phi_0) \frac{\csc^2 \phi}{\csc^2 \phi_0} \quad (\phi_0 \leq \phi \leq \phi_m) \quad (2.57)$$

式中,  $G(\phi)$  是在仰角  $\phi$  上的增益,  $\phi_0$  和  $\phi_m$  是角度范围。在该范围内,波束具有余割平方形。9.7 节讨论这类天线,并对由于余割平方波束的缘故而引起的增益和有效面积的减小给出了近似表达式。增益和有效面积的损耗高达 3dB。在 9.7 节中还将讨论对增益和雷达覆盖产生影响的其他形状的波束整形。

在设计地基对空监视雷达的余割平方天线时,要根据最远距离上所要求的仰角覆盖来选择仰角波束宽度  $\phi_B$ 。仰角波束宽度有多窄应视条件允许而定(以获得实际的高的增益)。选择基本波束宽度  $\phi_B$  的一种方法是使天线波束的最大值位于  $\phi_B/2$  仰角上,使得对应于辐射方向图的下方半功率点的方向指向水平( $\phi=0^\circ$ )。设置上半功率方向,使得它通过由最大距离和最大目标高度所定义的那一点。这一仰角为  $\phi_0 = \phi_B$ 。然后,使天线增益按余割平方规律由  $\phi_0$  到最大仰角  $\phi_B$  变化。此假设地球是平的。对远程雷达,就必须考虑地球是圆的并对余割平方

覆盖的上述特性作进一步修正(这将不是简单的事情)。

多数二维地基对空监视雷达采用某种形式的整形波束,如余割平方波束以提供所希望的覆盖。有些机载地面监视雷达也采用余割平方波束,但与地基对空监视雷达相比波束是倒置的。

对空监视雷达的余割平方波束天线具有如下特性:即从具有恒定横截面积以恒定高度  $h$  飞行的目标所接收到的回波功率  $P_r$  与目标到雷达的距离  $R$  无关。这假定了地球是平的并且忽略了可引起波瓣裂变的多路径表面反射(由于多路径所引起的波瓣裂变效应在 8.2 节讨论)。将余割平方天线[式(2.57)]的增益代入简单形式的雷达方程的一种变形[式(1.6),  $A_r = G\lambda^2/4\pi$ ],得到

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} = \frac{P_t G^2 (\phi_0) \csc^4 \phi \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \csc^4 \phi_0 R^4} = K_1 \frac{\csc^4 \phi}{R^4} \quad (2.58)$$

式中,  $K_1$  是一个常数。假设目标高度  $h$  恒定,由于  $\csc \phi = R/h$ ,接收到的功率变成  $P_r = K_1/h^4 = \text{常数}$ 。因此,有了上面的假设,当天线仰角方向图正比于仰角  $\phi$  的余割平方时,回波信号与距离无关。

## 2.12 系统损耗

在本章的一开始就说到在简单雷达方程中忽略的重要因素之一是在整个雷达系统中产生的损耗。本章中已经遇到了由于脉冲积累所引起的损耗和由于具有起伏横截面积的目标所引起的损耗。在第 8 章中还将考虑大气中传播损耗。本节考虑的是在雷达方程中没有包括的各种系统损耗,用  $L_s$  表示。有些系统损耗可以事先预测(如传输线中的损耗),但其他一些则不能(如外场工作时的性能退化)。后者必须依据经验和实验观察来估计。它们有着大量的变化和不确定性。虽然与任何一种因素有关的损耗可能很小,但许多小的因素相加会导致总损耗很大。当然,雷达设计师在雷达的设计和研制中应尽可能降低已知的损耗。即便经过努力以减小损耗,系统损耗或许还会有 10dB 到超过 20dB(12dB 损耗会使作用距离减小一半)。

本节提到的所有损耗数值,包括上述的系统损耗值,是举例说明性的。它们可以依据雷达设计和如何维护雷达而有相当大的变化。

系统损耗,  $L_s$  (大于 1 的一个数字),置于雷达方程的分母上。它是效率(小于 1 的数字)的倒数。有时这两个术语(损耗和效率)相互交换使用。

### 微波波导设备损耗

在将天线和发射机、接收机连接起来的传输线中始终存在着损耗。此外,在各种微波器件中,如双工器、接收机保护器、转动铰链、定向耦合器、传输线接头、传输线中的弯头和天线上的失配都会有损耗。

### 传输线损耗

对于标准的波导传输线,每 100 英尺以 dB 表示的理论上的单程损耗见表 2.2<sup>[59]</sup>。由于发射和接收通常采用同一条传输线,因此,插入雷达方程中的损耗是单程损耗的两倍。挠性波导和同轴线要比常规波导有更高的损耗。在较低的雷达频率,传输线引入的损耗很小,除非其长度格外长。在较高的频率上,衰减不会总是很小,可能需要考虑。实际可行时,发射机和接收机应靠近天线放置,以保持小的传输线损耗。在传输线上每个接头或弯头处会产生附加损耗。

接头损耗通常可忽略不计,如果接头做得差,则会引起可测量到的衰减<sup>①</sup>。

表 2.2 矩形波导衰减\*

频段	EIA 波导命名†	TE <sub>10</sub> 主模的频率范围 GHz	外部尺寸和壁厚 英 寸	理论衰减(最低到 最高频率) dB/100 英尺(单程)
UHF	WR-2100	0.35~0.53	21.25×10.75×0.125	0.054~0.034
L 波段	WR-770	0.96~1.45	7.95×4.1×0.125	0.201~0.136
S 波段	WR-284	2.6~3.95	3.0×1.5×0.08	1.102~0.752
C 波段	WR-187	3.95~5.85	2.0×1.0×0.064	2.08~1.44
X 波段	WR-90	8.2~12.40	1.0×0.5×0.05	6.45~4.48
K <sub>a</sub> 波段	WR-62	12.4~18.0	0.702×0.391×0.04	9.51~8.31
K <sub>a</sub> 波段	WR-28	26.5~40.0	0.36×0.22×0.04	21.9~15.0

\* 根据“Reference Data for Engineers,”8<sup>th</sup>ed., M. E. Van Valkenburg, ditor-in-chief,第 30 章, Waveguides and Resonators, by T. Itoh, SAMS Prentice Hall Computer Publishing, Carmel, Indiana, 1993.

† UHF 和 L 波段波导由铝制成, K<sub>a</sub> 波段为银,其余为铜锌合金。

双工器损耗

保护接收机免受发射机的高功率的气体双工器在发射和接收时引起的损耗,通常是不同的。当然,它还与所采用的双工器类型有关。制造商目录中给出了双工器的插入损耗值和(对于气体双工器)打火条件下的电弧损耗值。雷达还可能有一个波导管闸门,它有一定的插入损耗;当雷达关机时,该闸门会关上以便在双工器没有被激活时,保护接收机免受外来的高功率信号损坏。在接收机传输线中,常常应用固态接收机保护器以及固态衰减器,以便进行灵敏度时间控制(STC)。在某些情况下,双工器和其他有关器件的双程损耗可超过 2dB。

举例

每部雷达都有不同的损耗,以 S 波段(3GHz)雷达为例可能具有如下双程微波波导损耗:

100 英尺 RG-113/U 铝波导	1.0dB
双工器和有关器件	2.0dB
旋转铰链	0.8dB
接头和弯头(估计)	0.3dB
其他射频器件	0.4dB
-----	
微波波导总损耗	4.5dB

天线损耗

第 9 章中讨论的天线效率没有考虑系统损耗。天线增益中应该对其进行考虑。例如,对天线方向图整形以提供一个余割平方(2.11 节)方向图,就导致一种损耗。它包括在天线增益(9.11 节)的额外下降中,而不是作为系统损耗来考虑的。不过,监视雷达的波束形状损耗通常包括在系统损耗内。

① 许多年前,在某个雷达实验室,一部老的 L 波段对空监视雷达被用作实验测试床。其作用距离差,工程师们归咎于其“年龄”不管这意味着什么。对其差的性能容忍了许多年。一天,一位在与天线相连的传输线附近工作的技师偶然发现,一个传输线接头没有拧好。他将一些螺栓拧紧,雷达性能“奇迹般地”有了显著提高。有时,正是一些细小的事情起到大的作用。



### 波束形状损耗

雷达方程中出现的天线增益是假设成一个等于最大值的常数。实际上,通过天线扫描由目标返回的脉冲串是受天线波束形状而在幅度上调制的,如图 2.26 所示。 $n$  个脉冲中只有 1 个脉冲具有最大天线增益  $G$ ,它发生在天线波束的峰值处于目标方向的时候。因此,检测概率(如本章早先给出的)的计算必须考虑调制脉冲串而不是恒定幅度脉冲。有些发表的检测概率计算公式和雷达方程计算机程序考虑了波束形状损耗,其他的则没有考虑。当采用发表的检测概率值时,需要确定是否包括波束形状影响或是否必须单独考虑。在本文中,方法是假设有一个幅度由最大天线增益所确定的幅度恒定的脉冲串,然后将波束形状损耗加到雷达方程中的总系统损耗中。这是一种较为简单但不太精确的方法。它是基于与从幅度恒定的脉冲串收到的信号能量相比,计算出从调制脉冲串收到的总的信号能量的减少。正如定义的那样,它与检测概率无关。

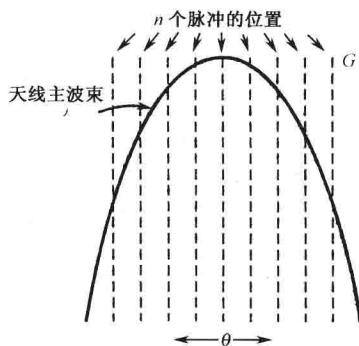


图 2.26 波束形状损耗特性。简单雷达方程假定有  $n$  个脉冲被积累,所有脉冲具有最大天线增益  $G$ 。虚线表示具有最大增益的  $n$  个脉冲,实曲线是天线主波束方向图  $G(\theta)$ 。除位于波束中心的脉冲以外,照射目标的实际脉冲的增益小于最大值

要获得波束形状损耗,可用  $\exp[-2.78\theta^2/\theta_B^2]$  所给出的高斯形状来近似单程功率天线方向图,其中,  $\theta$  是波束中心测量的角度,  $\theta_B$  是半功率波束宽度。如果  $n_B$  是单程半功率波束宽度  $\theta_B$  内收到的脉冲数,而  $n$  是积累脉冲总数( $n$  不必等于  $n_B$ ),则波束形状损耗为

$$\text{波束形状损耗} = \frac{n}{1 + 2 \sum_{k=1}^{(n-1)/2} \exp[-5.55k^2/(n_B - 1)^2]} \quad (2.59)$$

该表达式适用于中间一个脉冲出现在波束最大处的奇数脉冲。例如,如果  $n=11$  个脉冲被积累,且在 3dB 波束宽度( $n=\theta_B$ )间全都均匀分布,则波束形状损耗大约为 2dB。

上述公式适用于扇形波束。当目标直接通过波束中心时它也适用于笔形波束。如果目标通过笔形波束的任何其他部分,则最大信号将减小。因此,波束形状损耗就增大,增大的倍数为可以看到的(如果天线通过波束中心)最大天线增益的平方和真正看到的(当天线通过非波束最大处时)最大增益的平方之比。由于是双程雷达传播,比值是平方。

当积累大量脉冲时,对于在单坐标上扫描的扇形波束而言,Blake<sup>[60]</sup>算出扫描损耗为 1.6dB,而对两坐标上扫描的笔形波束为 3.2dB。Blake 的值通常用作雷达方程中的波束形状损耗,除非积累的脉冲数小。

当用笔形波束天线步进扫描(和相控阵一样)搜索空间时,必须考虑类似的损耗,因为不是所有的空域都是用相同的天线增益值照射的(在步进式扫描中,天线波束是静止的,并且停留

在固定方向上,直到收集到所有  $n$  个脉冲。然后,迅速切换并且停留在一个新方向上)。有些跟踪雷达,如圆锥扫描雷达,由于其天线波束没有用最大增益照射目标,因此也有损耗。

### 扫描损耗

当相对于回波信号的往返时间而言天线扫描足够快时,目标方向的天线增益在发射和接收时可能不一样。这导致一个附加损耗,即“扫描损耗”。这对于一些远程扫描雷达,如那些设计用于空间监视或弹道导弹防御的雷达,而不是对大多数空中监视雷达而言,可能是重要的。

### 天线罩

由天线罩(9.17节)引起的损耗与罩子类型和雷达频率有关。“典型的”地基金属空间桁架天线罩在从 L 到 X 频段上会有 1.2dB 的双程传输损耗<sup>[61]</sup>。充气天线罩的损耗较低,而介质的空间桁架天线罩的损耗可能较高。

### 相控阵损耗

一些相控阵雷达由于用分配网络将接收机和发射机与阵列的每个单元相连,这会引入附加的传输线损耗。较正确的做法是将这些损耗包括在天线功率增益的降低内而加以考虑,但人们很少这样做。当它不是作为天线增益的损耗考虑时,应把它作为系统损耗来考虑。

### 信号处理损耗

复杂的信号处理在现代雷达中是很普遍的,并且对于杂波中目标的检测和从雷达回波信号中提取信息都是非常重要的。不幸的是,信号处理会引入不得不容忍的损耗。下面的叙述会引起必须加以考虑的严重损耗的一些因素,多普勒雷达会有甚至更大的损耗。

### 非匹配滤波器

实际匹配滤波器而不是理想的匹配滤波器(5.2节)会有 0.5~1.0dB 的损耗。脉冲压缩滤波器也可有类似的损耗(它是匹配滤波器的一个例子)。

### 恒虚警(CFAR)接收机

正如 5.7 节所述,这种损耗可大于 2.0dB,这取决于 CFAR 的类型。

### 自动积累器

例如,二进制移动窗口检波器会有 1.5~2.0dB 的理论损耗(5.6节)。其他自动积累器可能有更多或更少的损耗。

### 门限电平

门限是在雷达接收机输出端设立的,旨在实现某一规定的虚警概率或平均虚警时间(2.5节)。由于虚警时间和门限电平之间存在着指数关系,为保险起见,门限可设定在稍高的电平上以防过多的虚警。这种损耗可能只有不到 1dB,这取决于如何精确地设置和保持门限。

### 限幅损耗

有些雷达在雷达接收机中可能会采用限幅器。一个例子是脉冲压缩处理以消除信号中的幅度起伏。所谓的宽限窄就是旨在降低冲激脉冲噪声影响的一种电子反对抗措施,它采用一种硬限幅器。早期的 MTI 雷达采用的是硬限幅器,但目前认为这样做不好,并且几乎不采用,因为硬限幅器减少了可以获得的杂波衰减量(3.7节)。对理想带通硬限幅器的分析表明,对于小的信-噪比而言,淹没在窄带高斯噪声中正弦波的信-噪比的减少理论上为  $\pi/4$ ,这大约为 1dB<sup>[62]</sup>。其他形式的脉冲压缩的硬限幅会引起更大的损耗(见表 6.6)。

### 跨立损耗

当距离门不在脉冲的中心,或者由于实际原因,距离门比最佳值宽时,就会产生一种“距离

跨立损耗”。同样,在多普勒滤波器组(3.4节)中,当信号频谱线不在滤波器的中心时会有滤波器跨立损耗。这些在模拟和数字处理中都会发生。

### 采样损耗

当采用数字处理,匹配滤波器后面的视频信号在由 A/D 变换器进行数字化以前先进行采样时,就会产生与跨立损耗有关的损耗。如果每个脉冲宽度只有一个采样,采样可能不在脉冲的最大幅度位置。采样值和最大脉冲幅度间的差表示“采样损耗”。当采样速率为每个脉冲宽度一次(适用于检测概率为 0.90,虚警概率为  $10^{-6}$ )时<sup>[63]</sup>,该损耗大约为 2dB。较大的检测概率时会产生较大的采样损耗。采样间隔的减小会使损耗迅速减少。当每个脉冲取两个采样时,损耗大约为 0.5dB,每个脉冲三个采样时,损耗为 0.2dB 以下。

### 多普勒处理雷达中的损耗<sup>①</sup>

当存在距离和/或多普勒模糊(参见 2.10 节和第 3 章关于 MTI 和脉冲多普勒雷达)时,可用多个冗余波形来解模糊或防止“盲速”。与没有模糊的雷达相比,冗余波形可能意味着严重损耗。人们很少将冗余波形的采用考虑成系统损耗,但它肯定会影响雷达的作用距离。例如,在一些中脉冲重复频率脉冲多普勒雷达(3.9 节)中,需要发射 8 个不同的波形,每个波形具有不同的脉冲重复频率,以获得至少三次驻留(没有由于盲速的缘故而丢失目标)来解距离模糊。这将引起 8/3dB 或 4.3dB 的信号损耗。

在脉冲多普勒雷达中,当从(模糊的)多次反射回波的目标来的回波,返回雷达的同时正发射一个脉冲时,就会产生重叠损耗。如果目标速度不对应于多普勒滤波器的最大响应,则由于多普勒(速度)滤波器形状的缘故,MTI 多普勒处理也会引起损耗。在 MTI 和多普勒雷达中,填充脉冲有时是必要的,但从噪声中检测信号的观点考虑,它们是浪费的脉冲。

由多普勒处理引起的损耗并不总是作为系统损耗来考虑的。这点在 MTI 雷达中得到证实,因为在 MTI 雷达中,多普勒处理设计要消除的杂波通常不发生在雷达的最大作用距离上,而最大距离正好是确立雷达的距离性能。不过,应当意识到,在出现大杂波回波(正如第 3 章所讨论的)时,采用多普勒频移来检测动目标的 MTI 雷达在无杂波出现时其检测目标的能力会严重削弱。这就是为什么在预期不会出现杂波的距离之外,MTI 处理是断开的。

当脉冲成批处理时,在 MTI 雷达中有时采用填充脉冲,如在 3.6 节动目标检测雷达(MTD 雷达)中所述。填充脉冲有时也用于高脉冲重复频率多普勒雷达中,以避免多次反射杂波回波效应。它们对于进行某些类型的多普勒处理是必要的,但是,当信-噪比比信-杂比表现得更重要的时候,它们是无用的脉冲。通常不认为它们会引入系统损耗,但是,如果填充脉冲影响到噪声中信号检测的话,它们就会引入系统损耗。

### 折叠损耗

如果雷达要把附加的噪声采样和信号加噪声脉冲一起积累,则附加的噪声会导致一种性能降低,叫做“折叠损耗”。一个例子是在仰角上有多个独立笔形波束“层叠”的三坐标雷达。在一个含有目标回波的给定距离分辨单元上,如果  $N$  个波束的输出在单个 PPI 显示器上叠加,则显示器将把  $N-1$  个噪声采样与单个目标回波一起相加。当高分辨力雷达的输出显示在一个分辨力要比雷达中固有的分辨力低的显示器上时,也会产生折叠损耗。如果雷达接收机输出是自动处理的并且对其设置了门限,而不是依赖操作员观察显示器进行检测判决,那

<sup>①</sup> 第 3 章中叙述多普勒处理。不熟悉 MTI 和脉冲多普勒雷达的读者可跳过此小节。

么,在上面的两个例子中就不会产生折叠损耗。

假定检波器是平方律的,则可按 Marcum<sup>[64]</sup>所提出的方法进行折叠损耗的数学推导。他已经证明, $m$  个噪声脉冲和  $n$  个信-噪脉冲一起的积累(每个信-噪脉冲的信-噪比为  $(S/N)_n$ ) 等效于  $m+n$  个信-噪脉冲的积累(每个脉冲的信-噪比为  $n(S/N)_n/(m+n)$ )。因此,折叠损耗  $L_c(m,n)$  等于  $m+n$  个脉冲的积累损耗与  $n$  个脉冲的积累损耗之比,即

$$L_c(m,n) = \frac{L_i(m+n)}{L_i(n)} \quad (2.60)$$

例如,假设有 10 个信号加噪声脉冲与 30 个只是噪声的脉冲一起进行积累,且  $P_d=0.90$ ,  $P_{fa}=1/n_f=10^{-8}$ ,则由图 2.8(a)可知,  $L_i(40)=3.5\text{dB}$ ,  $L_i(10)=1.7\text{dB}$ ,进而根据式(2.60)得到折叠损耗为 1.8dB。

上述方法适合于平方律检波器。Trunk<sup>[65]</sup>已经证明,当积累脉冲数小而折叠比大时,折叠比定义为  $(m+n)/n$ ,线性检波器的折叠损耗要比平方律检波器的折叠损耗大得多。当脉冲数变大时,两种检波器间的差别就变小,特别对于小的折叠损耗值是这样。

### 操作员损耗

大多数现代高性能雷达都提供自动检测决策,不需要操作员人工干预。处理过的信息被直接送给操作员或计算机作其他处理。在早期的雷达中,要依赖操作员在显示器上寻找目标。有时,当雷达距离性能比预期的要差时,性能的退化就归结到操作员损耗上。当工程师们开始对雷达和操作员工作有了更多了解的时候,他们发现机灵的、主观努力并且受过良好训练的操作员可以工作得与电子检测理论所表明的一样好。因此,操作员损耗很少考虑,即便由操作员做出检测判决。(当用操作员来根据雷达显示器的输出做出检测判决时,他或她应每 20~30min 就用另一名休息过的机灵的操作员替代,否则,会引起严重的性能下降。)

### 设备性能退化

在野外条件下工作的雷达性能比出厂时要低是很常见的。这种性能损失可以通过定期测试雷达来发现并进行纠正,尤其可用设备偏离指标时会自动提示的机内测试设备来发现。不可能对野外性能退化赋予一个精确的损耗量。当没有其他信息可利用时,可采用 0~3dB。

### 传播效应

环境对雷达波传播的影响可以是很严重的,并且能使真实的作用距离与雷达在自由空间中运行时所预测的有极大的不同。传播效应能增大也能减小自由空间作用距离。传播对雷达性能的主要影响为:① 地球表面的反射,它会引起天线仰角方向图波瓣分裂;② 传播的波折射或弯曲,这是由于大气折射指数是高度的函数发生变化所引起的。这通常会使雷达的作用距离增大;③ 大气波导层中的传播,它可极大地增大在低仰角的雷达作用距离;④ 晴朗大气层中或降雨时雨中的衰减,通常在多数雷达频率上可忽略不计<sup>①</sup>。传播效应不作为系统损耗的一部分来考虑,而是通过传播因子来单独考虑,通常表示成  $F^1$ ,并且在合适的时候用衰减因子  $\exp(-2\alpha R)$  来表示,其中,  $\alpha$  是衰减系数(每单位距离奈培<sup>②</sup>),  $R$  是作用距离(假定衰减系数与作用距离无关)。因子  $F^1$  主要包括由于地球表面反射(8.2 节)而引起的仰角天线方向图波

① 虽然雨中衰减通常对雷达性能没有什么影响,但与目标回波对抗的雨反射在较高的微波频率上会严重影响雷达的性能,如 7.6 节所讨论。

② 奈培是表示两个幅度值之比的一个无量纲单位,因此,用来表示衰减。奈培数是幅度比的自然对数  $\ln(A_2/A_1)$ 。雷达工程师们通常用 dB 来描述衰减。1dB 等于 8.686 奈培。

瓣分裂效应,但它可以包括除衰减以外的所有其他传播效应。传播因子和衰减因子,都在雷达方程的分子上。

环境对雷达性能的影响是第8章的课题。

### 雷达系统损耗——卖方和买方

在预测雷达性能时,关于如何确定系统损耗或应当考虑什么损耗,没有一致的意见。对于卖雷达的人来说,自然是认为总的系统损耗不大并声称比雷达的潜在买主或雷达性能的独立评估者所说的损耗要低。如果不完全知道每位雷达设计师所考虑的损耗的话,雷达制造商所预测的广告上的性能就不可能得到恰当检验或与其他生产厂商所研制的类似雷达的广告上的预测性能作比较。

## 2.13 其他有关雷达方程的考虑

### 雷达作用距离预测

本章讨论了许多但不是所有的、距离受接收机噪声限制时可能写入雷达方程用作预测作用距离的因素。我们开始时推导的简单形式的雷达方程式(2.1),采用本章所指明的修正后,现在变成

$$R_{\max}^4 = \frac{P_{\text{av}} G A \rho_a \sigma n E_i(n) F^4 e^{-2\alpha R_{\max}}}{(4\pi)^2 k T_0 F_n (B\tau) f_p (S/N)_1 L_f L_s} \quad (2.61)$$

式中,  $R_{\max}$ ——最大雷达作用距离, m;

$P_{\text{av}}$ ——平均发射机功率, W;

$G$ ——天线增益;

$A$ ——天线面积,  $\text{m}^2$ ;

$\rho_a$ ——天线孔径效率;

$\sigma$ ——目标的雷达横截面积,  $\text{m}^2$ ;

$n$ ——积累脉冲数;

$E_i(n)$ ——积累效率;

$F^4$ ——传播因子;

$\alpha$ ——衰减系数,每单位距离奈培;

$k$ ——玻耳兹曼常数  $= 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ;

$T_0$ ——标准温度  $= 290 \text{ K}$ ;

$F_n$ ——接收机噪声系数;

$B$ ——接收机带宽, Hz;

$\tau$ ——脉冲宽度, s;

$f_p$ ——脉冲重复频率, Hz;

$(S/N)_1$ ——只基于单个脉冲进行检测所需要的信-噪比;

$L_f$ ——起伏损耗(对于 Swerling 目标模型);

$L_s$ ——系统损耗。

乘积  $kT_0 = 4 \times 10^{-21} \text{ W/Hz}$ 。在多数雷达设计中,乘积  $B\tau \approx 1$ 。平均功率可表示成  $P_{\text{av}} = P_i \tau f_p = E_p f_p$ , 其中,  $E_p$  是一个发射脉冲内的能量。 $n$  个脉冲总的发射能量为  $E_t = nE_p$ 。矩形

脉冲的信-噪比可表示成能量比,因为  $S/N = (E/\tau)/N_0 B = E/(N_0 B\tau)$ , 其中,  $E$  是接收脉冲的能量,  $N_0$  是每单位带宽的接收机噪声功率。当  $B\tau = 1$  时,  $(S/N)_1 = (E/N_0)_1$ 。忽略传播因子、大气衰减和起伏损耗,则雷达方程可写成

$$R_{\max}^4 = \frac{E_i G A \rho_a \sigma E_i(n)}{(4\pi)^2 k T_0 (E/N_0)_1 L_s} \quad (2.62)$$

这个雷达方程可应用于任何一种波形,不只是矩形脉冲,只要接收时采用匹配滤波器并且正确定义能量参数就行。

本章中关于脉冲波形所推导的雷达方程式(2.61),可以修正使它适用于其他雷达,如连续波、调频连续波、脉冲多普勒和动目标显示雷达。它也可修正使之适用于特殊雷达应用,如后面推导的监视雷达方程。跟踪雷达、合成孔径雷达、HF 超视距雷达和其他特殊雷达需要对经典雷达方程修正以考虑不同雷达系统的特有属性。

当雷达性能受杂波回波而不是接收机噪声限制时,如第 7 章所讨论的那样,雷达方程就取与这里所提出的完全不同的形式。当敌方的 ECM 噪声干扰占主导地位,在评估雷达性能时,雷达方程分母中的接收机噪声要用进入雷达接收机的干扰噪声替代。

### 监视雷达距离方程

到目前为止所描述的雷达方程适用于在目标上驻留  $n$  个脉冲的雷达。不过,监视雷达的雷达方程稍有不同,因为它必须考虑定义监视雷达的特性,即监视雷达要在一个给定的时间内搜索一个规定的角度区域。扫描时间或重访时间为  $t_s$ , 单位为秒。要搜索的角度区域用  $\Omega$  表示,单位为立体弧度(立体弧度是立体角  $\Omega$  在单位半径球体的表面上所对应的面积。因此,一个点周围的总的立体角是  $4\pi$  立体弧度。例如,如果角度区域  $\Omega$  表示方位  $360^\circ$ , 仰角  $30^\circ$ , 则用立体弧度表示的立体角为  $2\pi \sin 30^\circ = \pi$  立体弧度)。

扫描时间  $t_s$  等于  $t_0 \Omega / \Omega_0$ , 其中,  $t_0 = n / f_p$  是雷达波束在目标上的驻留时间,  $n$  是当天线扫过目标时收到的脉冲数,  $f_p$  是脉冲重复频率,  $\Omega_0$  是立体角波束宽度,对于小波束宽度而言,它近似等于以弧度表示的方位波束宽度  $\theta_a$  和仰角波束宽度  $\theta_e$  的乘积(这里假定  $\theta_a/\theta_a$  和  $\theta_e/\theta_e$  是整数,其中,  $\theta_a$  是总的方位覆盖,  $\theta_e$  是总的仰角覆盖)。天线增益  $G$  近似等于  $4\pi/\Omega_0$ 。将上述代入稍作简化的式(2.61),则监视雷达距离方程变成

$$R_{\max}^4 = \frac{P_{av} A_e \sigma E_i(n)}{4\pi k T_0 F_n (S/N)_1 L_s} \frac{t_s}{\Omega} \quad (2.63)$$

这个方程表示雷达设计师可控制的监视雷达的重要参数是平均功率和有效孔径。因此,功率-孔径乘积是衡量雷达远程监视能力的一个重要度量。方程中频率没有明显出现。但是,实际上在较低而不是较高的频率上更易实现高功率和大天线。而且,在较低的频率上气候的影响也较小,这是在这种形式的监视雷达方程中没有表明的一些东西。

虽然式(2.63)阐明了影响监视雷达作用距离的基本雷达特性,但它不是一个好的可用作雷达设计依据的雷达方程,很多因素还没有明确写出来。采用式(2.61)和几个与监视雷达应用有关的一些辅助方程比较好,如每次扫描所接收到的脉冲数[式(2.31)]和扫描时间与覆盖空域间的关系。

监视雷达距离方程没有明显包含每次驻留的脉冲数。当然,至少应有一个脉冲,但在大多数情况下,需要有多于一个脉冲。如果从目标只获得一个或两个脉冲,则波束形状损耗大。在用于杂波中运动目标检测的 MTI 或脉冲多普勒雷达中,在目标上的时间越长,则处理的脉冲



数越多,而且,杂波的减小也越大(如3.7节关于MTI雷达中天线扫描调制所作的讨论)。因此,当多普勒处理需要固定的驻留时间或最小脉冲数时,上面给出的监视雷达方程需要修正。

### “N次扫描中有M次检测”准则

迄今为止,已经讨论的是基于单次扫描或单次观察雷达天线扫描目标时的检测概率。然而,监视雷达很少只依据单次观察就作出目标出现的检测判决。宣布出现一个目标的一个准则是基于N次扫描需要有M次检测,其中, $1 < M \leq N$ 。例如,检测准则可以要求在2次连续的扫描中每次都为检测(超过门限),或者,3次扫描中有2次检测,或4次中有3次检测,或5次中有3次检测。单次试验(扫描)的检测概率用P表示,则N次扫描中有M次检测到目标的概率由下列经典表达式给出

$$\text{概率}[N \text{ 次扫描中检测到 } M \text{ 次}] = \sum_{k=M}^N \frac{N!}{k!(N-k)!} P^k (1-P)^{N-k} \quad (2.64)$$

由该表达式可知, $N=3$ 次扫描中有 $M=2$ 次检测到目标的概率为 $3P^2 - 2P^3$ 。用3次扫描中2次检测这一准则,当单次扫描概率大于0.5时,检测概率要大于单次扫描的检测概率。

N次扫描中M次检测准则的虚警概率也可以从式(2.64)求得,它将比单次扫描虚警概率低得多。这意味着可以容忍较高的每次扫描虚警概率,实现所规定的总虚警概率。例如,单次扫描虚警概率为 $10^{-8}$ ,式(2.64)表示,当检测准则是3次扫描中有2次检测,则获得一个假目标报告的概率为 $3 \times 10^{-16}$ ,这是一个非常低的数字。当检测准则为3次扫描中有2次检测时,如果要求假目标报告概率为 $10^{-8}$ ,则可以设定单次扫描虚警概率等于 $0.6 \times 10^{-4}$ ,这导致所要求的检测门限降低,同时节省发射机功率(或其等效)。

### 航迹建立作为检测准则

许多现代空中监视雷达是在建立一条航迹而不是在作出单次检测判决时才宣称出现一个目标。正如4.9节所讨论的,一条航迹的建立需要对目标的多次观察。由于单单是噪声就能建立一条合乎逻辑的航迹的可能性很小,因此可以降低对单次观察虚警概率的要求。由此,单单噪声过门限的虚警概率可高达 $10^{-3}$ 而不会有过多的假航迹报告。一种用来建立一条航迹的准则是在5次扫描中至少有3次检测到目标回波。这类似于N次扫描中有M次检测这一准则,除了增加了航迹应在预期的速度范围内,并且其轨迹没有表现出异常的变化这个约束条件以外。当将一条有效航迹的建立作为报告目标出现的准则时,设计优良的雷达及设计精良的跟踪算法的虚警会成一个概率极小的事件。

### 累积检测概率

如果多次扫描观察一个目标,即便单次扫描检测概率小,累积检测概率也可以很大。累积概率是指N次扫描至少有一次检测到目标的概率。考虑一部利用旋转天线经N次连续扫描来观察目标的雷达。为便于讨论,假设在N次扫描时间内距离没有显著变化,则无须考虑接收信号功率随距离的变化。N次扫描期间至少有一次检测到目标的概率叫累积检测概率 $P_c$ ,写为

$$P_c = 1 - (1 - P_d)^N \quad (2.65)$$

式中, $P_d$ 为单次扫描检测概率(据说基于累积检测概率的最大雷达作用距离以三次幂的关系而不是像单次扫描概率那样以四次幂关系变化<sup>[66,67]</sup>)。不过,累积检测概率并不是雷达性能的一种好的度量,因为几乎不会依据单次过门限作出目标检测判决。通常,在可以宣布出现目标的可靠的报告以前,需要见到多于一次的检测。



### 预测作用距离的验证

本章已经说明有许多因素影响雷达的作用距离,并且人们总是无法精确了解这些因素。最大作用距离的预测并不总能做得和期望的一样好。即使人们可以对作用距离作出精确的预测,还有用实验验证预测结果的问题。例如,假设要求空中监视雷达对 200 海里距离上  $1\text{m}^2$  目标有 0.9 的检测概率,  $10^{-8}$  的虚警概率,需要有大量的观察来确保检测概率真正是 0.9 而不是 0.8 或 0.95。常常,考虑并不总是  $1\text{m}^2$  (或者雷达设计要检测的其他值) 的变化的目标横截面积是困难的,尤其当横截面积随观察角变化时是这样。必须知道大气折射和仰角方向图的多径波瓣分裂效应。人们可以而且应该通过实验确定雷达的距离性能,但不应期望有非常精确的测量结果。

地基空中监视雷达的距离性能有时通过测量作为距离函数的“尖峰-扫描比”来进行实验确定。尖峰-扫描比是单次扫描检测概率的实验近似值。通常,它是通过将一部雷达在恒定的高度上沿相对于地基雷达作径向来回飞行而获得的,并且,对于天线的每次扫描,都作记录,不论是否检测到尖峰。这一过程被重复多次直到获得足够的数据以计算出作为距离函数的目标被检测到的扫描(尖峰)数和总的扫描次数之比。它提供了当迎面和尾向观察时以一特定高度飞行的特定飞机的性能的测量方法。测试期间可能产生大气波导和其他异常传播效应,从而给测试带来困难,可能的话要避免。

就如将一枚硬币抛投多次以确定出现正面的概率一样,尖峰-扫描比是一个统计量,其精度与测量的次数有关。这是 Bernoulli 试验中的一个经典统计问题。它与式(2.64)有关,描述的是在  $N$  次试验中至少有  $M$  次成功的概率。不过,在雷达性能的实验验证中的问题是:给定  $N$  次试验中有  $M$  次成功,检测概率是多少? 当试验次数多时,检测概率接近  $M/N$ 。图 2.27 是 Fred Staudaheer 提供给作者的,它表示当试验次数等于 10, 100, 1000, 可信度为 90% 时统计上的正确值界限的曲线对。横坐标是实验测到的尖峰-扫描比  $M/N$ 。纵坐标是指采用一规定的可信度概率时,尖峰-扫描比的真正值的范围。例如,10 次试验后测到的尖峰-扫描比  $M/N$  为 0.80。图 2.27 表明,正确值落在 0.54~0.93 (见图 2.27 中的垂直线) 之间的可信度为 90%。如果只有 10 次试验,人们关于尖峰-扫描比的正确值就不可能了解得很清楚。如果 100 次试验后测到的目标回波-扫描比仍然是 0.80, 则其正确值落在 0.73~0.86 之间的可信度为 90%。采用 1000 次试验,正确值落在 0.78~0.82 之间的可信度为 90%。因此,需要有较多的试验次数以确保雷达满足其性能指标。

雷达作用距离的预测不像所期望的那样精确,且对作用距离性能的精确的实验测量也不是容易的事。由于这个原因,买方对一部新雷达系统的验收通常不是依据昂贵的性能实验测量。人们可能会作有限次数的试验以保证雷达性能没有太大的出入。不过,在购买一部雷达时出于签合同的目的,要对各个分系统的性能(如发射机功率、天线增益、接收机噪声系数、接收机动态范围等)作出规定。因为这些都是可测量的,并且,当雷达作为一个系统工作时,可用于计算以便测出雷达真正的性能。如果每个分系统的指标都能够满足,并且如果这些指标都是正确地提出的,则买方可以对雷达将以预期的性能工作充满信心。

### 雷达作用距离计算精度

有一些人坚信应该用可能的最高精度来确定作用距离计算中的每个参数。不过,作者认为由于用于雷达方程的许多值的有限的精度以及对预测的雷达性能进行实验验证所遇到的难处,从而精确的雷达预测不是合理的。当然,人们不应马虎,但在工程上人们不可能总是过分

精确。尽管有困难,但工程师必须保证雷达可以按所要求的那样工作。

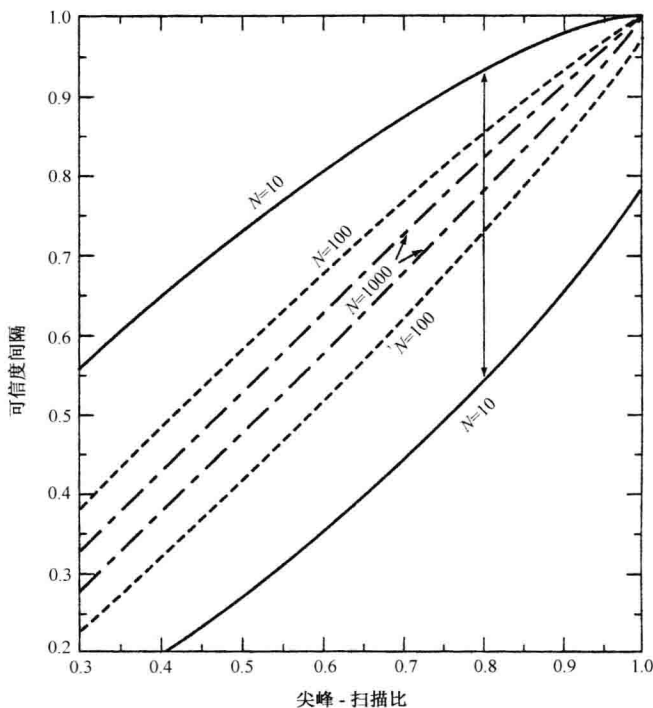


图 2.27 具有同样标记的每对曲线的纵坐标给出横坐标(测到的尖峰-扫描比)表示尖峰-扫描比(或单次扫描检测概率)的值具有 90% 可信系数的可信范围。 $N$  是试验次数。参见文中举例

### 雷达方程的计算

采用不比简单的计算器更高级的东西,以及类似于本章中介绍的一组表格或图表就可获得雷达的作用距离。不过,市场上有计算雷达方程的计算机程序<sup>[68]</sup>。这些程序使作用距离的计算变得容易,但除了要画出考虑第 8 章中提到的地球表面和其他传播因素的影响后的威力覆盖图的情况外,并不一定要用它们。

本章关心的是当接收机噪声是妨碍检测的主导因素时的雷达检测。当陆地、海或雨杂波的回波大于接收机噪声时,预测雷达作用距离需要雷达距离方程不同的形式,以及不同的雷达设计。杂波中目标的检测是第 7 章的课题。当必须考虑杂波回波、干扰噪声和接收机噪声,并且它们不能用高斯统计正确表示时,建议<sup>[69]</sup>采用计算机仿真。仿真成功与否取决于对杂波和其他一些干扰影响所建立的模型有多好。模型要精确,但在“现实世界”中是不容易实现的。

### 设计过程中的雷达方程

本章中已经讨论主要用于预测雷达作用距离的一种手段的雷达方程。它也起着雷达系统设计的基础这一重要作用。根据雷达所要完成任务的性质,用于雷达方程的一些参数是由用户给出的。这方面的例子是所要求的作用距离、覆盖范围和目标特性。通常,在选择其他一些由雷达设计师控制的参数的值方面有折中考虑。人们正是采用雷达方程来检验各种参数间折中的影响,如大天线或大发射机功率间的折中。关于雷达频率的决策也是通过考察雷达方程

而得到的。因此,几乎所有雷达的设计都从雷达方程开始。

### 保守设计

由于对用于雷达方程的许多参数缺乏精确的了解,尽可能保守地设计雷达是合理的。这意味着对影响性能的所有可知因素都要充分考虑,然后加上一个安全系数以提高信-噪比(这样做的一种方法是规定 Swerling 情况 1 目标模型,检测概率为 0.9 或更高)。这样的实践已经生产出能完成所要求运作的极好的雷达。在少数情况下,雷达信-噪比比真正所需要的大 20dB。不过,按当今的标准这可能太高了。只有少量的雷达具有大的安全系数,但它们已经验证这种方法的有效性。遗憾的是,购买雷达的大多数机构的采购惯例,以及市场的竞争特征通常不允许经常出现这种程度的保守设计。

### 参考文献

1. Ridenour, L. N. *Radar System Engineering*, MIT Radiation Laboratory Series, vol. 1, p. 592. New York: McGraw-Hill, 1947.
2. Blake, L. V. "Prediction of Radar Range." In *Radar Handbook*, 2nd ed., ed. by M. Skolnik. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 2.
3. Blake, L. V. *Radar Range-Performance Analysis*. 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1986.
4. Johnson, J. B. "Thermal Agitation of Electricity in Conductors." *Phys. Rev.* 32 (July 1928), pp. 97–109.
5. Lawson, J. L., and G. E. Uhlenbeck, eds. *Threshold Signals*, MIT Radiation Laboratory Series, vol. 24, p. 17. New York: McGraw-Hill, 1950.
6. Dixon, R. C. *Radio Receiver Design*. Sec. 5.5. New York: Marcel Dekker, 1998.
7. Van Vleck, J. H., and D. Middleton. "A Theoretical Comparison of the Visual, Aural, and Meter Reception of Pulsed Signals in the Presence of Noise," *J. Appl. Phys.* (November 1946), pp. 940–971.
8. Bennett, W. R. "Methods of Solving Noise Problems," *Proc. IRE* 44, (May 1956), pp. 609–638.
9. Rice, S. O. "Mathematical Analysis of Random Noise." *Bell System Tech. J.*, vol. 23, pp. 282–332, 1944; and vol. 24, pp. 46–156, 1945.
10. Davenport, W. B., and W. L. Root. *Introduction to the Theory of Random Signals and Noise*. New York: IEEE Press, 1987.
11. Albersheim, W. J. "A Closed-Form Approximation to Robertson's Detection Characteristics," *Proc. IEEE* 69 (July 1981), p. 839.
12. Tufts, D. W., and A. J. Cann. "On Albersheim's Detection Equation," *IEEE Trans. AES*-19, (July 1983), pp. 643–646.
13. Scott, A. W. *Understanding Microwaves*. New York: John Wiley, 1993.
14. Marcum, J. I. "A Statistical Theory of Target Detection by Pulse Radar, Mathematical Appendix," *IRE Trans. IT*-6 (April 1960) pp. 145–267.
15. Skolnik, M. I., and D. G. Tucker. "Discussion on 'Detection of Pulse Signals in Noise: Trace-to-Trace Correlation in Visual Displays.'" *J. Brit. IRE* 17 (December 1957), pp. 705–706.

16. Meyer, D. P., and H. A. Mayer. *Radar Target Detection*. New York: Academic, 1973.
17. Rheinstein, J. "Scattering of Short Pulses of Electromagnetic Waves." *Proc. IEEE* 53, (August 1965), pp. 1069–1070.
18. Crispin, J. W., and K. M. Siegel. *Methods of Radar Cross-Section Analysis*. New York: Academic, 1968.
19. Ruck, G. T., D. E. Barrick, W. D. Stuart, and C. K. Krichbaum. *Radar Cross Section Handbook* (2 vols.). New York: Plenum, 1970.
20. Knott, E. F., J. F. Shaeffer, and M. T. Tuley. *Radar Cross Section*. 2d ed. Norwood, MA: Artech House, 1993.
21. Shamansky, H. T., A. K. Dominek, and L. Peters, Jr. "Electromagnetic Scattering by a Straight Thin Wire," *IEEE Trans.* AP-37 (August 1989), pp. 1019–1025.
22. Peters, L., Jr. "End-fire Echo Area of Long, Thin Bodies." *IRE Trans.* AP-6 (January 1958), pp. 133–139.
23. Knott, E. F. et al. Ref. 20, Sec. 1.4, p. 228, and Sec. 6.3.
24. Ross, R. A. "Radar Cross Section of Rectangular Flat Plates." *IEEE Trans.* AP-14 (May 1966), pp. 329–335. Also discussed in Ref. 20, Sec. 6.3.
25. Knott, E. F. "Radar Cross Section." In *Radar Handbook* (ed. M. Skolnik), New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 11.
26. Kennaugh, E. M., and D. L. Moffatt. "On the Axial Echo Area of the Cone-Sphere Shape," *IRE Trans.* AP-10 (February 1962), pp. 199–200. See also Moffatt, D. L. "Low Radar Cross Sections, The Cone-Sphere," Ohio State University Dept. of Elect. Eng. Rept. 1223-5, Contract No. AF 33(616)-8039, Columbus, Ohio, May 15, 1962.
27. Pannell, J. H., J. Rheinstein, and A. F. Smith. "Radar Scattering from a Conducting Cone-Sphere," MIT Lincoln Laboratory Tech. Rept. no. 349, Mar. 2, 1964.
28. Ridenour, L. N. *Radar System Engineering*. MIT Radiation Laboratory Series, vol. 1. New York: McGraw-Hill, 1947, Fig. 3.8.
29. Knott, E. F., et al. Ref. 20, Sec. 6.5.
30. J. W. Crispin, Jr., and K. M. Siegel. *Methods of Radar Cross Section Analysis*. New York: Academic, 1962, Chap. 10.
31. Howell, N. A. "Design of Pulse Gated Compact Radar Cross Section Range," 1970 *IEEE G-AP Int. Prog. & Dig.*, IEEE Publ. 70c 36-AP, pp. 187–195, Sept. 1970. (Also available in refs. 20 and 25.)
32. Olin, I. D., and F. D. Queen. "Dynamic Measurement of Radar Cross Sections." *Proc. IEEE* 53 (August 1965), pp. 954–961.
33. Harris, R., R. Redman, B. Freburger, and J. Hollis. "Dynamic Air-to-Air Imaging Measurement System." *Conf. Proc. of the 14th Annual Meeting of the Antenna Measurements Techniques Assoc.* October 19–23, 1992, pp. 6-11–6-16.
34. Jain, A., and I. Patel. "Dynamic Imaging and RCS Measurements of Aircraft." *IEEE Trans.* AES-31 (January 1995), pp. 211–226.
35. Skolnik, M. I. "An Empirical Formula for the Radar Cross Section of Ships at Grazing Incidence." *IEEE Trans.* AES-10 (March 1972), p. 292.
36. Mensa, D. L. *High Resolution Radar Cross-Section Imaging*. Norwood, MA: Artech House, 1991, Sec. 4.1.
37. Chandler, R. A., and L. E. Wood. "System Considerations for the Design of Radar Braking Sensors." *IEEE Trans.* VT-26 (May 1977), pp. 151–160.

38. Williams, P. D. L., H. D. Cramp, and K. Curtis. "Experimental Study of the Radar Cross-Sections of Maritime Targets." *IEE (London) J. Electronic Circuits and Systems* 2, no. 4 (July 1978), pp. 121–136.
39. Schultz, F. V., R. C. Burgener, and S. King. "Measurement of the Radar Cross Section of a Man." *Proc. IRE* 46 (February 1958), pp. 476–481.
40. Swerling, P. "Probability of Detection for Fluctuating Targets." *IRE Trans. IT-6* (April 1960), pp. 269–308.
41. Nathanson, F. E. *Radar Design Principles*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1991, Sec. 5.3.
42. Meyer, D. P., and H. A. Mayer. *Radar Target Detection*. New York: Academic, 1973.
43. DiFranco, J. V., and W. L. Rubin. *Radar Detection*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1968, Chap. 11.
44. Barton, D. K. *Modern Radar System Analysis*. Norwood, MA: Artech House, 1988, Sec. 2.4.
45. Barton, D. K., C. E. Cook, and P. Hamilton. *Radar Evaluation Handbook*. Norwood, MA: Artech House, 1991, Sec. 4.5.
46. Barton, D. K. "Simple Procedures for Radar Detection Calculations." *IEEE Trans. AES-5* (September 1969), pp. 837–846.
47. Kanter, I. "Exact Detection Probability for Partially Correlated Rayleigh Targets." *IEEE Trans. AES-22* (March 1986), pp. 184–196.
48. Swerling, P. "Radar Probability of Detection for Some Additional Fluctuating Target Cases." *IEEE Trans AES-33* (April 1997), pp. 698–709.
49. Weinstock, W. "Target Cross Section Models for Radar Systems Analysis," doctoral dissertation, Univ. of Pennsylvania, Philadelphia, 1964.
50. Jao, J. K., and M. Elbaum. "First-Order Statistics of a Non-Rayleigh Fading Signal and Its Detection." *Proc. IEEE* 66 (July 1978), pp. 781–789.
51. Heidbreder, G. R., and R. L. Mitchell. "Detection Probabilities for Log-Normally Distributed Signals." *IEEE Trans. AES-3* (January 1967), pp. 5–13.
52. Pollon, G. E. "Statistical Parameters for Scattering from Randomly Oriented Arrays, Cylinders, and Plates." *IEEE Trans. AP-18* (January 1970), pp. 68–75.
53. Shlyakhin, V. M. "Probability Models of Non-Rayleigh Fluctuations of Radar Signals (A Review)." *Soviet J. Communications Technology and Electronics* 33, no. 1 (January 1988), pp. 1–16.
54. Nathanson, F. E. Ref. 41, Sec. 5.4.
55. Kraus, J. D. *Antennas*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1988, Sec. 2–22.
56. Stegen, R. J. "The Gain-Beamwidth Product of an Antenna." *IEEE Trans. AP-12* (July 1964), pp. 505–506.
57. Evans, G. E. *Antenna Measurement Techniques*. Norwood, MA: Artech House, 1990.
58. Murrow, D. J. "Height Finding and 3D Radar." In *Radar Handbook*, 2nd ed., ed. M. Skolnik. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 20.
59. Van Valkenburg, M. E., ed. *Reference Data for Engineers*. 8th ed. SAMS, Carmel, IN: Prentice-Hall Computer Publishing, 1993, Chap. 30.

60. Blake, L. V. "Prediction of Radar Range." In *Radar Handbook*, ed. M. Skolnik. New York: McGraw-Hill, 1990, Sec. 2.7.
61. Information obtained from Electronic Space Systems Corporation (Essco), Concord, MA. See also Dicaudo, V. J. "Radomes." In *Radar Handbook*, 1st ed., ed. M. Skolnik. New York: McGraw-Hill, 1970, Chap. 14.
62. Davenport, W. B., Jr. "Signal-to-Noise Ratios in Band-Pass Limiters." *J. Appl. Phys.* 24 (June 1953), pp. 720–727.
63. D'Aloisi, D., A. DiVito, and G. Galati. "Sampling Losses in Radar Signal Detection." *J. IERE* 56 (June/July 1986), pp. 237–242.
64. Marcum, J. I. Ref. 14, pp. 213–215.
65. Trunk, G. V. "Comparison of the Collapsing Losses in Linear and Square-Law Detectors." *Proc. IEEE* 80 (June 1972), pp. 743–744.
66. Mallett, J. D., and L. E. Brennan. "Cumulative Probability of Detection for Targets Approaching a Uniformly Scanning Search Radar." *Proc. IEEE* 51 (April 1963), pp. 596–601, and 52 (June 1964), pp. 708–709.
67. Brookner, E. *Radar Technology*. Dedham, MA: Artech House, 1977, Chap. 3.
68. Barton, D. K., and W. F. Barton. *Modern Radar System Analysis Software and User's Manual*. Boston, MA: Artech House, 1993.
69. Schleher, D. C. "Solving Radar Detection Problems using Simulation." *IEEE AESS Systems Magazine* 10 (April 1995), pp. 36–39.

## 习题

2.1 如果接收机的噪声系数为 2.5dB, 则与输入端的信-噪比相比, 输出端的信-噪比下降多少(dB)?

2.2 一个低通 RC 滤波器的频率响应函数为  $H(f) = \frac{1}{1+j(f/B_v)}$ , 其中,  $B_v$  是半功率带宽, 其噪声带宽  $B_n$  是多少? 即找出  $B_n/B_v$  之比。

2.3 随机变量  $x$  的指数概率密度函数为

$$p(x) = a \exp[-bx] \quad x > 0$$

式中,  $a$  和  $b$  是常数。

(a) 确定归一化所需要的  $a$  和  $b$  之间的关系。

(b) 对归一化的  $p(x)$ , 确定平均值  $m_1$  和方差  $\sigma^2$ 。

(c) 画出  $a=1$  时的  $p(x)$  图。

(d) 求出概率分布函数  $P(x)$ , 并画出  $a=1$  时的结果。

2.4 证明瑞利概率密度函数[式(2.17)]的标准偏差正比于平均值。当不能简单地进行积分时, 你应采用积分表(该结果用于推导 7.8 节叙述的对数 FTC 杂波抑制电路的形式)。

2.5 规定平均虚警间隔时间为 30min, 接收机带宽为 0.4MHz。

(a) 虚警概率是多少?

(b) 门限-噪声功率比( $V_T^2/\Psi_0$ )是多少?

(c) 对于平均虚警时间为 1 年(8760h)的情况, 重复 a. 和 b.。

(d) 假设设定门限-噪声功率比以实现 30min 的虚警时间[即 b. 中门限-噪声功率比的

值],但由于某种原因门限实际设置比 b. 中得到的值小 0.3dB。则采用较低的门限后得到的平均虚警间隔时间是多少?

(e) 如果门限增大 0.3dB,则平均虚警间隔时间是多少?

(f) 考察 d. 和 e. 中计算出来的两个门限-噪声比并对精确实现所规定的虚警时间的可行性发表意见。

2.6 雷达带宽  $B=50\text{kHz}$ ,平均虚警间隔时间为 10min。

(a) 虚警概率是多少?

(b) 如果脉冲重复频率(prf)为 1000Hz,且如果第一个 15 海里的作用距离由于采用长脉冲的缘故而被关闭(接收机关机),则新虚警概率是多少(假定虚警时间必须保持恒定)?

(c) a. 和 b. 间的差别很大吗?

(d) 导致最小 15 海里作用距离的脉冲宽度是多少?

2.7 一段损耗为  $L$  的传输线与噪声系数为  $F_r$  的接收机的输入端相连。相连后整个装置总的噪声系数是多少?

2.8 频率为 1.35GHz 的雷达,其天线宽度  $D=32$  英尺,最大非模糊距离为 220 海里,天线扫描时间为 10s(天线转一圈的时间)。

(a) 每次扫描雷达接收的来自点目标的回波脉冲数是多少?

[利用以弧度表示的天线半功率波束宽度关系式  $\theta_B=1.2\lambda/D$  ( $\lambda$ =波长)]

(b) 当检测概率为 0.9,虚警概率为  $10^{-4}$  时,积累损耗和积累改善因子是多少?

2.9 证明式(2.36)的右边远端,即雷达横截面积的定义与简单雷达方程,即式(1.6)是相同的[从式(2.36)开始得到式(1.6)要比从式(1.6)开始得到式(2.36)容易]。

2.10

(a) 什么频率会导致直径为 1m 的金属球具有最大的雷达横截面积?

(b) 在什么频率上,直径为 1mm 的球轴承具有最大的雷达横截面积?

2.11

(a) 12 英寸宽×6 英寸高的汽车牌照在 10.525GHz(X 波段测速雷达的频率)上的最大雷达横截面积是多少?

(b) 该汽车牌照在垂直平面内要倾斜多少度才能使其横截面积减小 10dB? 为了作本题的目的,你可以假设汽车牌照是完全平坦的。平板的雷达横截面积是入射角  $\phi$  的函数,对于不是太大的  $\phi$ ,平板的雷达横截面积可写成

$$\sigma(\phi) \approx \sigma_{\max} = \frac{\sin^2[2\pi(H/\lambda)\sin\phi]}{[2\pi(H/\lambda)\sin\phi]^2}$$

式中,  $\sigma_{\max}$  = 平板的最大雷达横截面积  $= 4\pi A^2/\lambda^2$ ,  $A$  = 平板的面积,  $\lambda$  = 雷达波长,  $H$  = 平板高度(注意单位。你必须画出为  $\phi$  函数的部分横截面积方向图,以找出对应于 -10dB 的  $\phi$  的值)。

(c) 当直接从前端观察时,汽车还有哪些其他部分会对其雷达横截面积产生作用?

2.12 简要描述雨滴和大型飞机的雷达横截面积(在微波区)特性与(a)频率,(b)观察角的关系。

2.13 当目标的雷达横截面积在(a)瑞利区,(b)谐振区,(c)光学区时,描述目标雷达回波的主要特性。



2.14 7.4 节所讨论的在 X 波段(波长=3.2cm)的一个单独“海尖峰脉冲”回波的典型值为  $1\text{m}^2$ 。产生同样雷达回波的一正方形平板当以垂直入射方向观察时,其边长是多少?

2.15 雷达非相干地积累 18 个脉冲,各脉冲幅度都相等(非起伏情况)。IF 带宽为 100kHz。

(a) 如果平均虚警时间为 20min,则要实现 0.80 的检测概率的话,每脉冲信-噪比  $(S/N)_n$  必须是多少?(建议采用 Albersheim 方程。)

(b) 对应的  $(S/N)_1$  的值是多少?

(c) 如果目标横截面积根据 Swerling 情况 1 模型起伏,则  $(S/N)_1$  是多少?

2.16 当雷达波长比目标尺寸小时,为什么复杂目标的横截面积,如图 2.15 所示,会随方位角的微小变化而迅速起伏?

2.17 证明 Swerling 情况 1 模型的概率密度函数与 2 阶  $\chi$  平方[式(2.47)]函数相同。

2.18

(a) 当检测概率为 0.50,虚警概率为  $10^{-6}$  时,对依据单个脉冲进行检测的雷达所要求的信-噪比是多少?假设为非起伏目标回波。

(b) 检测概率为 0.99,虚警概率同上,重复 a.。

(c) 重复 a., b., 但对于 Swerling 情况 1 起伏目标。

(d) 以表格形式比较结果,由此表你可得出什么结论?

2.19 脉冲重复频率为 4000Hz 时雷达测量的视在距离为 7 海里,但是当脉冲重复频率为 3500Hz 时雷达测量的视在距离为 18.6 海里,正确的距离是多少(海里)?

2.20

(a) 当天线仰角增益随仰角  $\phi$  的余割平方变化时(即  $G=G_0\csc^2\phi$ ),证明在完全导电的平坦地球上以恒定高度飞行的飞机所接收到的回波信号功率  $P_r$  与作用距离  $R$  无关。

(b) 除了接收到的信号与作用距离无关(需要较小的接收机动态范围)外,当与常规未整形扇形波束仰角方向图相比时,对空监视雷达采用余割平方仰角方向图天线的另外一个原因是什么?

(c) 在现实世界中,将 a. 的简单结果用于雷达的局限性是什么?

2.21 一部方位上作  $360^\circ$  旋转的扇形波束天线的地基对空监视雷达的最大作用距离为 150 海里,高度覆盖为 60000 英尺,最大仰角覆盖为  $30^\circ$ 。与具有整个  $90^\circ$  仰角覆盖(覆盖中无“空洞”)的雷达相比,由于头顶“空洞”的缘故,总的有效空域覆盖中百分之多少会丢失?为简便起见,假设为平坦地球。

2.22 当天线波束扫过一个点目标时,雷达接收机在半功率(3dB)波束宽度内收到 5 个脉冲。当天线方向图的最大值指向目标时,这 5 个脉冲中的中间一个被发射出去。当前半功率点和后半功率点分别指向目标时,第 1 个和第 5 个脉冲被发射。在这种情况下双程波束形状的损耗(dB)是多少?

2.23 有 5 部相同的雷达,每部雷达接收机有一平方律检波器。这 5 部雷达的雷达覆盖只有部分重叠,使得并不是所有雷达都能发现每个目标。所有 5 部雷达的输出在作出检测决策以前被合在一起。如果只有 5 部雷达中的 1 部发现目标,而其余 4 部雷达只看到接收机噪声,则当检测概率为 0.5,虚警概率为  $10^{-4}$  时,折叠损耗是多少?

2.24 小船和舰船上采用民用海用雷达用于观察导航浮标、检测陆地-海上边界、领航和

防撞。考虑下列民用海用雷达:

频率:9400MHz(X波段)

天线:水平波束宽度 $=0.8^\circ$

垂直波束宽度 $=15^\circ$

增益 $=33\text{dB}$

方位转速 $=20\text{rpm}$

峰值功率:25kW

脉冲宽度: $0.15\mu\text{s}$

脉冲重复频率:4000Hz

接收机噪声系数:5dB

接收机带宽:15MHz

系统损耗:12dB

平均虚警时间:4h

(a) 画出作为距离(海里)函数的单次扫描检测概率曲线,假设  $10\text{m}^2$  的恒定横截面积目标(导航浮标)和自由空间传播[你会发现选择检测概率和然后求对应的信-噪比要比倒过来容易。你只需考虑检测概率从 0.3~0.99。为了本题目的,你可选择单个(平均)积累改善因子值,而不是试图求出它是  $P_d$  的函数(因为教材中的曲线不允许这样做)]。

(b) 对于具有  $10\text{m}^2$  平均横截面积的 Swerling 情况 1 目标起伏模型,重复 a.。在与 a. 相同的图表上作图。

(c) 对于这部雷达要做的工作,评论一下该雷达的平均功率是过低、正好还是过高。

(d) 当所有的目标都位于海面上时,你认为为什么该舰载雷达天线有  $15^\circ$  的仰角波束宽度?

2.25 考虑下列对空监视雷达:

频率:2.8GHz(S波段)

峰值功率:1.4MW

脉冲宽度: $0.6\mu\text{s}$

脉冲重复频率:1040Hz

接收机噪声系数:4dB

天线转速:12.8rpm

天线增益:33dB

天线方位波束宽度: $1.35^\circ$

系统损耗:12dB

平均虚警时间:20min

目标横截面积: $2\text{m}^2$

将下列各函数都画在同一个坐标上(横坐标为作用距离):

(a) 对于恒定横截面积目标,自由空间单次扫描检测概率作为作用距离(海里)的函数[你会发现先选择检测概率然后求对应的信-噪比要比倒过来容易。你只需考虑检测概率从 0.3~0.99。为了本题目的,你可选择单个(平均)积累改善因子值,而不是试图去求它是  $P_d$  的函数(因为教材中的曲线不允许)]。

(b) 情况和 a. 相同, 但检测准则为旋转天线的 3 次扫描中至少有 2 次发现目标时检测概率作为作用距离的函数[你可以假设作用距离和接收到的信号功率在 3 次扫描上看不出变化。为便于计算, 可假设单次扫描虚警概率与 a. 中使用的相同]。

(c) 对于平均目标横截面积为  $2\text{m}^2$  的 Swerling 情况 1, 重复 a.。

(d) 对于平均目标横截面积为  $2\text{m}^2$  的 Swerling 情况 1, 重复 b.。

(e) 脉冲重复频率对于避免距离模糊是否适当?

(本题中的雷达类似于机场监视雷达 ASR)

2.26 从式(2.51)开始, 推导监视雷达方程[式(2.63)]。可忽略传播因子、衰减和起伏损耗。

2.27 假设平均功率保持恒定, 接收机带宽对设计很好的雷达的最大作用距离的影响是什么? 解释你的答案。

2.28

(a) 当单次扫描检测概率为 0.8 时, 4 次扫描中至少 2 次检测的目标检测概率是多少?

(b) 当单次扫描虚警概率为  $10^{-8}$  时, 在此情况下对应的虚警概率是多少?

(c) 如果采用 4 次扫描中有 2 次检测的检测准则时总的虚警概率为  $10^{-8}$ , 则单次扫描虚警概率是多少?

(d) 当采用 c. 的较高的单次扫描虚警概率, 而不是  $10^{-8}$  单次扫描虚警概率时, 信-噪比可降低多少?

2.29 本题中假设对空监视雷达的目标具有 Swerling 情况 1 模型特征。从目标接收到  $n$  个脉冲, 半数脉冲在一个频率上, 另一半脉冲在与第一个频率相隔足够远的第二个频率上, 以便相对于第一组  $n/2$  个脉冲, 第二组  $n/2$  个脉冲和它是完全不相关的。

(a)  $P_d=0.95$  和 (b)  $P_d=0.6$  时, 由于使用了频率分集获得了多少信-噪比改善? (c) 如果目标径向长度(在距离上)为 30m, 为使目标各个回波不相关, 则两个频率必须相差多少?

2.30

(a) 列出远程对空警戒雷达可能产生的系统损耗, 估算由每个因素而产生的近似的损耗值。无须包括多普勒处理所导致的损耗(当然, 对于本问题没有惟一的答案)。

(b) 使用所估算的总系统损耗, 如果无损耗雷达作用距离为 200 海里, 则雷达作用距离会由于系统损耗而降低多少?

2.31 第 1 章的习题 1.8 问到“雷达距离是如何依赖于波长的?”。现在, 在第 2 章的基础上, 针对对空警戒雷达, 你会如何回答这个问题(请论证你的答案)?

2.32 在 10 次试验(天线扫描)后, 特定距离上的特定目标的尖峰-扫描率(单扫检测概率)的实验测量值为 0.5。

(a) 如果可信度必须是 90%, 则本次测量的可信范围是多少?

(b) 假设测量得到的尖峰-扫描率仍为 0.5, 则 100 次扫描后的可信范围是多少(可信度相同, 为 90%)?

## 第3章 MTI 雷达和脉冲多普勒雷达

### 3.1 引言

上一章讨论的各种雷达要求从噪声中检测目标。在实际的目标检测中,除接收机噪声外还有自然环境的回波,如陆地、海洋和气象等目标的回波。这些回波会扰乱雷达的显示,因而称为杂波,其强度可比飞机回波大好多数量级。当一架飞机的回波和杂波回波同时出现在同一个雷达分辨单元时,有可能检测不出飞机。第7章描述杂波特性并且讨论减少这些不想要的回波以检测出想要的目标回波的方法。然而,从巨大杂波中检测运动目标的最有效方法,是利用雷达和目标之间的相对运动所产生的多普勒频移。在脉冲雷达中利用运动目标产生的多普勒频移从杂波中检测运动目标是本章的主题。

在第二次世界大战前半期的关键性空战和海军的夜战中,雷达使盟军(主要是英国和美国)在与轴心国的战斗中占了上风,立了大功。然而,按照今天的标准,二战中的绝大多数雷达都是相对简单的脉冲雷达,并没有利用运动目标的多普勒效应。幸运的是,这些脉冲雷达都能不用多普勒而实现它们的使命,这在今天是不可能的。现在,所有高性能的用于检测和跟踪飞机的军用防空雷达和民用空中交通管制雷达都依靠运动目标的多普勒频移,把巨大的杂波回波与运动目标的较小的回波信号分隔开来。杂波有可能比想要的目标回波高 60dB 或 70dB,甚至更高,这取决于雷达的类型和环境。

#### MTI 雷达和脉冲多普勒雷达

利用多普勒频移检测运动目标的脉冲雷达称为 MTI(动目标显示)雷达<sup>[1]</sup>或脉冲多普勒雷达<sup>[2]</sup>。MTI 雷达具有足够低的脉冲重复频率(prf),在式(1.2)定义的距离范围  $R_m = c/f_p$  内不会产生距离模糊,但存在许多多普勒域模糊。另一方面,脉冲多普勒雷达与 MTI 正好相反,它有足够大的 prf 来消除多普勒模糊,但会产生许多距离模糊。还有一种中等 prf 的脉冲多普勒雷达,会产生距离模糊和多普勒频率模糊,这将在 3.9 节讨论。

除了在大杂波中检测运动目标外,多普勒频移在雷达中还有许多其他的重要应用,如允许连续波(CW)雷达检测运动目标并测量目标的径向速度,在合成孔径雷达和逆合成孔径雷达中用于产生目标图像,在气象雷达中测量风切变。这些多普勒频移的其他应用本章不作讨论。

#### 多普勒频移

当救护车相对于人开来和开走时,人听到的警报器音调会发生变化,这种中学物理课程中介绍的多普勒现象与雷达中用的多普勒效应是一样的。本章主要对它改变从雷达到达目标然后被散射回来的电磁波信号频率的多普勒效应感兴趣。设雷达与运动目标的距离为  $R$ ,则在雷达到达目标并且返回的双程路径中,波长  $\lambda$  的总数为  $2R/\lambda$ ,每个波长对应  $2\pi\text{rad}$  的相位变化,双程传播路径的总相位变化就是

$$\phi = 2\pi \times \frac{2R}{\lambda} = 4\pi R/\lambda \quad (3.1)$$

如果目标相对于雷达运动,  $R$  和相位都会随着时间发生变化。求式(3.1)关于时间的导数, 可得相位随时间的变化率, 即角频率为

$$\omega_d = \frac{d\phi}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{dR}{dt} = \frac{4\pi v_r}{\lambda} = 2\pi f_d \quad (3.2)$$

式中  $v_r = dR/dt$  是径向速度(m/s), 或者距离随时间的变化率。参见图 3.1, 如果目标的速度矢量与雷达和目标间的视线夹角为  $\theta$ , 那么  $v_r = v \cos \theta$ , 这里  $v$  是速度或者速度矢量的幅度。相位  $\phi$  随时间的变化率是角频率  $\omega_d = 2\pi f_d$ , 这里  $f_d$  是多普勒频移, 因而从式(3.2)可得

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2f_i v_r}{c} \quad (3.3)$$

$f_i = c/\lambda$  和  $3 \times 10^8$  m/s 分别是雷达频率和电磁波的传播速度。如果多普勒频移以赫兹为单位, 而径向速度和雷达波长的单位分别为节(简记 kt)和米, 则式(3.3)可表示为

$$f_d(\text{Hz}) = \frac{1.03 v_r(\text{kt})}{\lambda(\text{m})} \approx \frac{v_r(\text{kt})}{\lambda(\text{m})} \quad (3.4)$$

单位为赫兹的多普勒频移也可近似表示为  $3.43 v_r f_i$ , 其中雷达频率  $f_i$  和径向速度  $v_r$  的单位分别为 GHz 和节。多普勒频移是径向速度和各种雷达频段的函数, 其关系图形如图 3.2 所示。

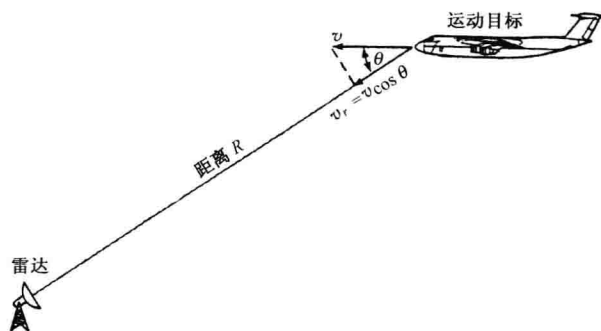


图 3.1 推导多普勒频移的雷达和目标几何图。图中雷达、目标和目标行进方向都在同一个平面上

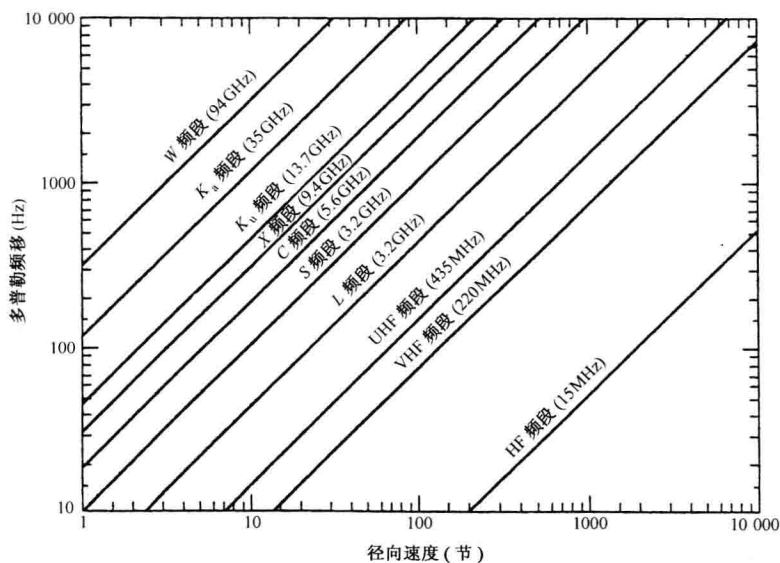


图 3.2 运动目标的多普勒频移是目标的径向速度和雷达频段的函数

### 简单连续波多普勒雷达

在讨论脉冲雷达中利用多普勒效应之前,先了解一下连续波雷达的多普勒频移是有益的。图 3.3(a)是一个非常简单的利用多普勒频移检测运动目标的连续波雷达的方框图。与脉冲雷达不同,连续波雷达在接收回波时仍发射信号。没有运动目标产生的多普勒频移,在强得多的发射机信号情况下,将检测不到微弱的连续波回波信号。在连续波雷达中,可通过频域滤波将微弱的有多普勒频移的回波信号从强的发射机信号中分离开来。

发射机产生一个频率为  $f_i$  的连续(没有调制)的正弦振荡,然后由天线辐射出去。当电磁波遇到运动目标且被反射时,由式(3.3)可知,多普勒效应将发射信号频移  $\pm f_d$ ,雷达与目标之间的距离减小时取加号(接近雷达的目标)。因此,当目标靠近雷达运动时,其回波频率大于发射信号频率。反之,当雷达与目标间的距离增大时(远离雷达的目标),多普勒频移取负号。为了利用多普勒频移,雷达必须能够识别接收回波信号与发射信号的频率差异,图 3.3(a)中发射机信号通过一定的途径(或泄漏)进入接收机就是为了这个目的。发射机泄漏信号作为检测频率是否发生变化的基准信号。检波器或者混频器,将频率为  $f_i \pm f_d$  的回波信号与发射机泄漏信号  $f_i$  相乘。多普勒滤波器允许混频器输出的差频分量通过,抑制其他的高频分量。滤波器特性如图 3.3(a)多普勒滤波器框图下方所示,它有一个较低的截止频率,用以消除接收机输出的发射机泄漏信号和杂波信号,而较高的截止频率由所要检测的运动目标的预期最大径向速度决定。多普勒滤波器允许多普勒频率  $f_d$  位于滤波器通带内的信号通过,但失去了多普勒频移的符号,因而不能确定目标的运动方向。实际的连续波雷达比该简单例子复杂得多,但对利用多普勒频移检测运动目标的脉冲雷达来说,上面的介绍足够了。

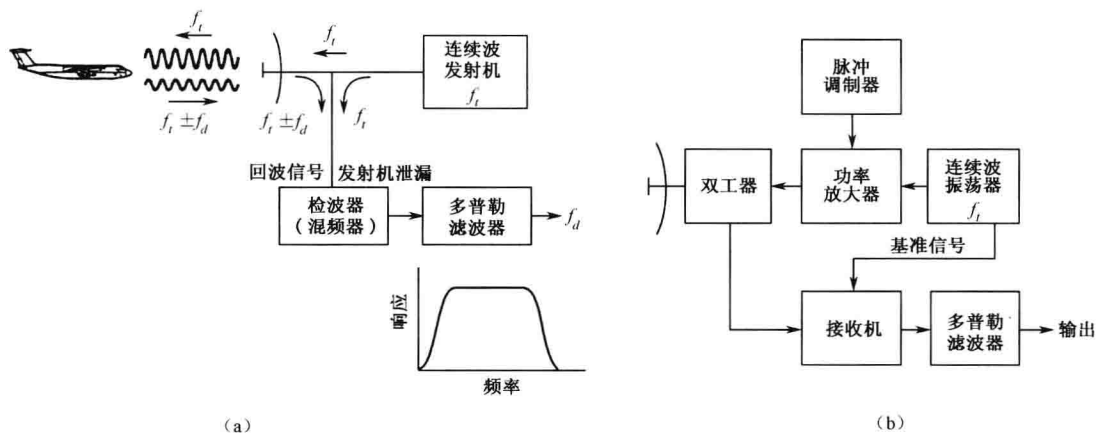


图 3.3 (a)从运动目标提取多普勒频移并且抑制静止杂波的简单连续波雷达框图,多普勒滤波器的频率响应示于右下方;(b)从运动目标的回波信号中提取多普勒频移的简单脉冲雷达框图

### 提取多普勒频移回波信号的脉冲雷达

通过接通或关闭连续波振荡器来产生脉冲,并不能简单地将图 3.3(a)中连续波雷达变为脉冲雷达。采用这种方式产生脉冲信号,也消除了接收机中的基准信号,而基准信号是识别多普勒频移是否发生所必须的。引入基准信号的一种方法如图 3.3(b)所示,稳定的连续波振荡器输出信号通过高功率放大器放大,放大器的接通和关闭(被调制)产生一系列高功率脉冲。连续波振荡器的输出信号作为相干基准信号,与接收的回波信号相混频以识别出接收回波信

号的频率变化,相干是指发射信号的相位保留在基准信号中。多普勒滤波器检测(识别)频率的变化。

下面用与前面稍微不同的方式推导多普勒频移。如果用  $A_t \sin(2\pi f_t t)$  表示频率为  $f_t$  的发射信号,则接收信号可表示为  $A_r \sin[2\pi f_t(t - T_R)]$ ,其中  $A_t$  和  $A_r$  分别表示发射和接收信号的幅度。往返时间  $T_R$  为  $2R/c$ ,  $R$  和  $c$  分别为距离和传播速度。如果目标朝雷达运动,则距离发生变化并可表示为  $R = R_0 - v_r t$ ,其中  $v_r$  为径向速度(假设为常数),雷达与目标的几何关系和图 3.1 所示的一样。利用上述关系可将接收信号表示为

$$V_{\text{rec}} = A_r \sin \left[ 2\pi f_t \left( 1 + \frac{2v_r}{c} \right) t - \frac{4\pi f_t R_0}{c} \right] \quad (3.5)$$

接收信号的频率变化了  $2f_t v_r / c = 2v_r / \lambda$  倍,这就是目标的多普勒频移  $f_d$ <sup>①</sup>。如果目标远离雷达而行,多普勒频移的符号将为负号,接收信号的频率小于发射信号的频率。

接收信号与基准信号  $A_{\text{ref}} \sin 2\pi f_t t$  作外差(混频)处理并提取差频信号,所得差频信号为

$$V_d = A_d \cos(2\pi f_d t - 4\pi R_0 / \lambda) \quad (3.6)$$

式中,  $A_d$  和  $f_d = 2v_r / \lambda$  分别为幅度和多普勒频移,利用了关系  $f_t \lambda = c$  (外差处理中的三角关系将余弦代替了正弦),目标静止时  $f_d = 0$ ,输出信号为常数。因  $\sin$  函数的取值在  $+1$  和  $-1$  之间,杂波信号的幅度可正可负。另一方面,运动目标的回波信号会产生时变输出(由于多普勒频移),这是抑制静止杂波(具有零多普勒频移)而允许运动目标回波通过的基础。

如果雷达脉冲的宽度足够长,并且目标的多普勒频移足够大,在单个脉冲内以频率变化为基础检测多普勒频移也是可能的。假设图 3.4(a)表示射频(或中频)回波脉冲串,图 3.4(b)是具有可识别多普勒频移的脉冲串。为了在宽度为  $\tau$  的单个脉冲基础上检测多普勒频移,通常要求在一个脉冲内至少有一个周期的多普勒频移  $f_d$ ,或者说  $f_d \tau > 1$ 。然而,当利用单个脉冲检测飞机时,由于多普勒频移  $f_d$  通常比  $1/\tau$  小得多,这个条件并不满足,因而在这种情况下使用单个短脉冲不能利用多普勒效应。图 3.4(c)是检测飞机的雷达更具有代表性的多普勒频移,多普勒频移以脉冲重复频率采样(prf),需要多个脉冲以识别由多普勒效应产生的回波频率变化(图 3.4(c)的脉冲宽度已被夸大,因为脉冲宽度一般大大小于脉冲重复时间。例如,  $\tau$  可能是  $1\mu\text{s}$  数量级,而脉冲重复时间则可能是  $1\text{ms}$  数量级)。

#### 扫描-扫描相减和延迟线对消器

图 3.5(a)和图 3.5(b)以非常近似的方式分别代表 MTI(动目标显示)雷达两次连续扫描<sup>②</sup>的双极性(正的和负的幅度)视频信号。本章开始部分对 MTI 雷达作了定义。在这个图上从扫描到扫描的固定目标回波保持一样。因为信号有正也有负,因而 MTI 雷达的输出称为双极性视频信号(通过整流双极性视频信号可变为只有正号的单极性视频信号)。如果后一个扫描输出与前一个扫描输出相减,固定杂波将被抵消,而不会被检测和显示。另一方面,因多普勒频移的影响,运动目标的回波信号幅度将随不同扫描而发生变化,两次扫描的回波信号相减,将会产生没有完全抵消的剩余信号,相减结果如图 3.5(c)所示。

两个连续扫描回波信号相减可以通过延迟线对消器进行。对消器的组成如图 3.6 所示。

① 本章中术语“多普勒频移”、“多普勒频率”、“多普勒漂移”可互换使用。

② 这里所用的“扫描”是指在两个发射脉冲间隔内,或者在脉冲重复间隔内发生的扫描。该术语使用起来要比脉冲重复周期更方便,但后者更叙述化一些。术语“扫描”最初表示阴极射线管显示器电子束在脉冲重复周期内越过荧光面的运动。



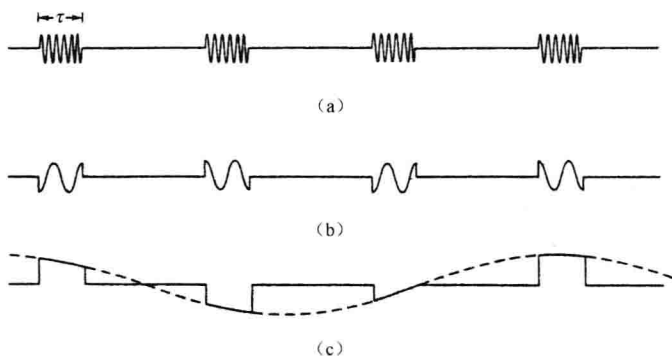


图 3.4 (a)表示接收机射频或中频部分的回波脉冲串;(b)多普勒频移  $f_d > 1/\tau$  时相位检波后的视频脉冲串;(c)多普勒频移  $f_d < 1/\tau$  时的视频脉冲串,飞机监视雷达通常属于这种情况

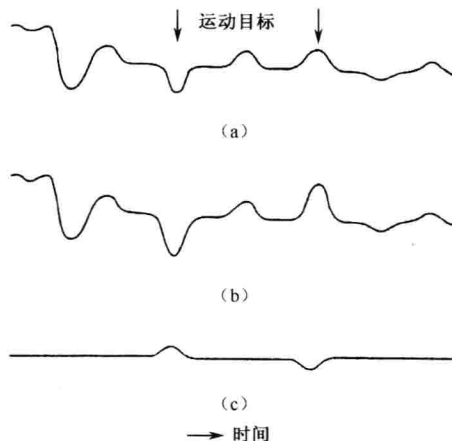


图 3.5 MTI 雷达 A 型显示器的两个连续扫描(a)和(b)(幅度为时间或距离的函数)。箭头表示运动目标的位置。(b)与(a)相减后的结果为(c),静止目标回波对消掉了,只留下了运动目标

MTI 雷达接收机的输出信号首先被数字化,然后输入延迟线对消器(起多普勒滤波器的作用)。延时  $T$  是通过来自雷达的一个脉冲回波或扫描回波信号,存储在数字存储器中一个脉冲重复周期来实现的,因而有  $T = T_p = 1/f_p$ 。杂波的输出包含有正的和负的幅度(可从式(3.6)中当  $f_d = 0$  时看出),因而它的两个连续扫描的回波信号相减的结果为双极性(数字)视频信号。尽管输出是一系列的数字而不是模拟的视频信号,通常仍称为视频信号。取双极性视频信号的绝对值,于是得单极性视频信号。如果使用要求输入正信号的模拟显示器,就需要单极性视频信号。如果所处理的信号要求在 PPI(平面位置显示器)上显示,单极性的视频信号须通过数-模(D/A)变换器变换为模拟信号。另外,所得数字信号还可用于自动判别和作进一步的数据处理,如自动跟踪和目标识别。延迟线对消器的名字来源于早期使用模拟延迟线(通常是声学的)的 MTI 雷达。尽管数字存储器早已代替了模拟延迟线,但仍然用延迟线对消器这一名称来描述图 3.6 中的工作。

### MTI 雷达方框图

图 3.3(b)是 MTI 雷达的方框图,它说明了基准信号的必要性,但过于简单。图 3.7 更详细一些,使用功率放大器作为发射机的 MTI 雷达方框图。在 MTI 雷达中,超外差接收机的本

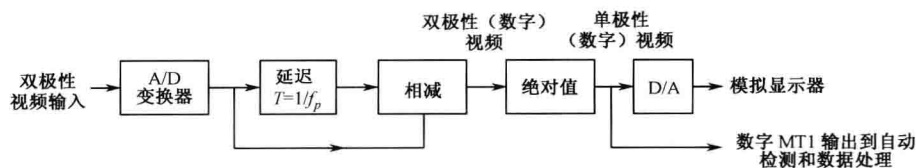


图 3.6 单延迟线对消器框图

振稳定性,必须比不利用多普勒效应的普通雷达要求更高。如果本振的相位在脉冲间变化较大,没有抵消的杂波可导致延迟线对消器有输出而将杂波误判为运动目标。为了强调本振的稳定性,MTI 雷达的接收机本振称为 stalo,意思为稳定本振。与一般雷达中一样,中频级设计为匹配滤波器。中频级后面是相位检波器,而不是幅度检波器。相位检测器有点类似于混频器,将接收信号(在中频)和来自 coho 的基准信号结合起来,以产生与接收信号和基准信号频率不同的差频<sup>[3]</sup>,差频就是多普勒频移。coho 是相干振荡器的简写,表示基准信号和发射信号的相位相同。通过将 coho 和 stalo 的和信号作为功率放大器的输入信号,可获得发射信号的相干性,发射频率是 stalo 频率  $f_t$  和 coho 频率  $f_c$  的和,这在图 3.7 中右上部的混频器中实现。stalo 和 coho 的组合有时称为 MTI 雷达的接收机-激励器部分。利用接收机的 stalo 和 coho 产生发射信号,比用两个不同的振荡器实现这个功能更能保证频率的稳定性。如图 3.6 所示,相位检波器的输出是延时线对消器的输入,延迟线对消器起高通滤波器的作用,将具有多普勒频移的运动目标回波信号与不想要的静止杂波信号分开。多普勒滤波器可以是如图 3.6 所示的单延迟线对消器,但它更有可能是功能更强的其他几种复杂的滤波器之一,本章的后面部分会讨论这种滤波器。

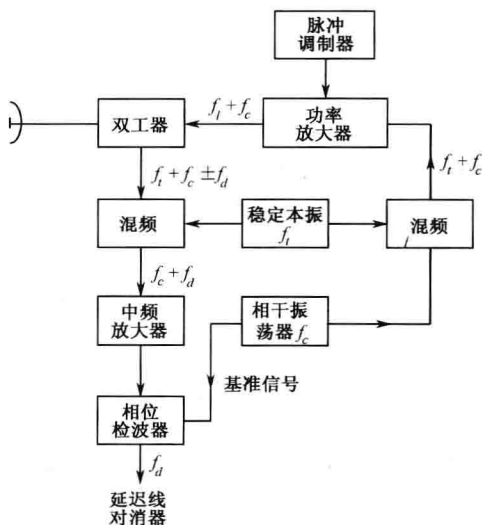


图 3.7 采用功率放大器作为发射机的 MTI 雷达的框图

由于功率放大器具有高的稳定性和能产生高的功率,对 MTI 雷达而言,它是一个好的发射机。脉冲调制器接通或关闭功率放大器产生雷达脉冲。MTI 雷达通常选用速调管和行波管为真空管放大器,交叉场放大器也在 MTI 雷达中使用,但通常比其他的器件有大的噪声(稳定性较差),因此不能抵消大的杂波。真空三极管和真空四极管也已成功地用于 UHF 或更低

频率的雷达,但现在已被晶体管代替。晶体管具有好的稳定性和不需要脉冲调制器的优点。

在 20 世纪 50 年代开发的高功率速调管放大器用于雷达之前,微波频段惟一合适的射频功率发生器是磁控管振荡器。在这种振荡器中,每个脉冲开始时的相位是随机的,因而不能用图 3.7 中的接收机-激励器概念。在这种情况下,为了获得相干基准信号,每个发射脉冲的一个采样用来锁定 coho 的相位到发射信号的相位上,直到下一个脉冲产生时为止。锁相过程在每个发射脉冲中重复,射频锁定脉冲在以 stalo 为本振的混频器中变换为中频信号。这种在接收机中建立相干的方法有时称作接收相干。采用振荡器的 MTI 雷达的更多内容,可参考本书的前一版或者《雷达手册》<sup>[1]</sup>中有关 MTI 的章节。

### 3.2 延迟线对消器

图 3.6 所示的简单 MTI 延迟线对消器(DLC),是通过时域滤波抑制零频的静止杂波的一个例子。时域滤波器具有频率响应函数  $H(f)$ ,可从信号的时域表达式中推导。

#### 单延迟线对消器的频率响应

在相位检波器输出端,与雷达相距为  $R_0$  的目标回波信号为

$$V_1 = k \sin(2\pi f_d t - \phi_0) \quad (3.7)$$

式中,  $f_d$  为多普勒频移,  $\phi_0 = 4\pi R_0 / \lambda$  是常数相位,  $R_0$  是  $t=0$  时雷达与目标的距离,  $\lambda$  和  $k$  分别是波长和信号幅度(为方便起见,用  $\sin$  代替了式(3.6)中的  $\cos$ )。雷达前一次的发射信号除了一个延时  $T_p$  = 脉冲重复间隔外,两个信号完全类似,因而有

$$V_2 = k \sin(2\pi f_d (t - T_p) - \phi_0) \quad (3.8)$$

假设两个脉冲的幅度  $k$  相同。延迟线对消器将两个信号相减,利用三角恒等式  $\sin A - \sin B = 2 \sin[(A-B)/2] \cos[(A+B)/2]$ ,可得抵消后的结果为

$$V = V_1 - V_2 = 2k \sin(\pi f_d T_p) \cos \left[ 2\pi f_d \left( t - \frac{T_p}{2} \right) - \phi_0 \right] \quad (3.9)$$

可见延迟线对消器的输出是由与输入信号具有相同频率  $f_d$  的余弦波构成的,但信号的幅度变为  $2k \sin(\pi f_d T_p)$ 。因此,抵消后的视频信号幅度与多普勒频移和脉冲重复周期有关,单延迟线对消器的频率响应函数(输出幅度除以输入幅度  $k$ )为

$$H(f) = 2 \sin(\pi f_d T_p) \quad (3.10)$$

频率响应函数的幅度  $|H(f)|$ ,如图 3.8 所示。

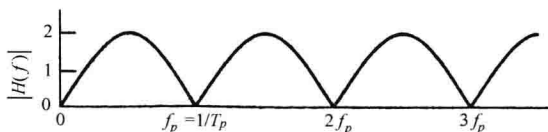


图 3.8 由式(3.10)给出的单延迟线对消器的频率响应幅度  $|H(f)|$ ,其中,  $f_p$  为脉冲重复频率,  $T_p = 1/f_p$

单延迟线对消器是一种能够完成要它做的事情的滤波器,即滤除出现零多普勒频率的固定杂波。不幸的是,它具有下面严重影响这种简单多普勒滤波器用处的两个性质:① 当运动目标的多普勒频移等于脉冲重复频率 prf 和它的倍数时,频率响应函数有零响应;② 在零频的

杂波频谱并不是零宽度的  $\Delta$  函数,而是具有一定宽度的,这使杂波出现在对消器的通带上。结果是有盲速的运动目标不能被检测,抵消后的剩余杂波还会干扰运动目标的检测,下面将讨论这些限制。

**盲速** 当  $\pi f_d T_p = 0, \pm\pi, \pm 2\pi, \pm 3\pi, \dots$  时,式(3.10)中  $\sin(\pi f_d T_p)$  的幅度为零,单延迟线对消器的响应为零,从而有

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{n}{T_p} = n f_p \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.11)$$

这说明除了零频的频率响应为零外,当运动目标的多普勒频移  $f_d = 2v_r/\lambda$  等于脉冲重复频率  $f_p$  的倍数时,延迟线对消器也有零响应(多普勒频率可正可负,依据目标与雷达是相对还是反向运动,讨论盲速和它的影响时,多普勒频移的符号可以忽略——这就是这里所做的)。使式(3.11)和式(3.3)相等并对径向速度求解,求出发生盲速的径向速度为

$$v_n = \frac{n\lambda}{2T_p} = \frac{n\lambda f_p}{2} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.12)$$

这里  $v_n$  取代了  $v_r$ ,表示第  $n$  个盲速。其他盲速是第一盲速的整数倍,因而一般只考虑第一盲速  $v_1$ 。如果  $\lambda$ 、 $f_p$  的单位分别为米和赫兹,径向速度的单位为节,则第一盲速可表示为

$$v_1(\text{kt}) = 0.97\lambda(\text{m})f_p(\text{Hz}) \approx \lambda(\text{m})f_p(\text{Hz}) \quad (3.13)$$

第一盲速作为脉冲重复频率和雷达频段的函数,其图形如图 3.9 所示。

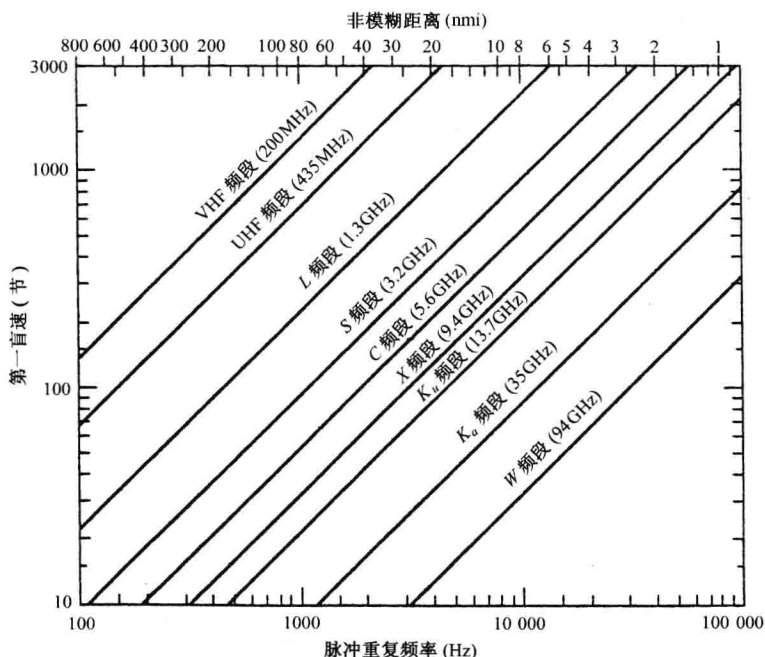


图 3.9 对于各种雷达频段,第一盲速方程式(3.13)是脉冲重复频率的函数

盲速使不想要的零频杂波信号与某些想要的运动目标信号一起抵消,严重地影响了 MTI 雷达的性能,根据式(3.10),可采用下面的四种方法减少盲速带来的损害。

- (1) 使用长的雷达波长(低频)。
- (2) 使用高的脉冲重复频率。

(3) 使用多个脉冲重复频率。

(4) 使用多个射频频率(波长)。

将上述两种或多种方法结合起来可进一步减轻盲速的影响。每种方法都有它的独特优点和缺陷,因此在任何一个特定的应用中并不总可作为一个明确的选择。

考虑第一种情况,利用低射频频率避免盲速。假设第一盲速不低于 640 节(约 1 马赫),prf 选为 330Hz(对应的非模糊距离为 245 海里),则由式(3.13)可知雷达波长为 2m,即频率为 150MHz(频谱的 VHF 区)。在 20 世纪 30 年代和 40 年代初,研制了许多 VHF 波段的雷达,现在使用 VHF 波段的雷达也还有许多优点,但对远距离空中监视雷达而言,通常 VHF 波段并不是所希望选择的雷达频段。这是因为:

(1) 窄的信号带宽和大的天线波束宽度,使距离和角分辨率差;

(2) 这部分电磁波频段除了雷达使用外,还有其他方面的应用(如调频广播和电视);

(3) 低高度覆盖通常较差。因此,对许多雷达应用而言,利用低的频率避免盲速并不是希望的选择。

另一方面,如果选择高的射频频率并增加 prf 以避免盲速,则必须忍受由此产生的许多距离模糊。假设第一盲速还是选择 640 节,波长为 0.1m(3000MHz 的 S 波段频率),则 prf 必须是 6600Hz,这导致最大非模糊距离为 12.3 海里,对许多雷达应用来说太短了(然而,脉冲多普勒雷达已经成功地使用这个方法,本章后面将作讨论)。

在雷达中采用两个或者多个 prf 时,一个 prf 的盲速通常与其他 prf 盲速不同。因此,一个 prf 大幅度衰减的目标将有可能很容易地由另一个 prf 发现。空中监视雷达(特别是民用空中交通管制雷达)广泛采用这种方法。多个 prf 的缺点是不能抵消多次反射杂波回波(来自最大非模糊距离之外的区域)的。

采用两个或多个射频频率的雷达也能避免盲速,但要求的频率变化通常大于分配给雷达使用的频段,多个频率的使用要求更大的系统带宽,限制了这种方法的使用。

在某些情况下,可能希望容忍盲速而不是接受上面这些方法的局限性。正如许多工程应用中一样,不存在适合各种应用背景的一种最好方法,在任何特定的应用中,工程师必须决定上面的哪些限制能够接受。

盲速因脉冲雷达波形的采样特性而产生,因此是采样引起多普勒频率测量中的模糊或混淆,正如采样(以 prf)会产生脉冲雷达中的距离模糊一样。

### 杂波衰减

在单延迟线对消器中,另一个缺陷是杂波频谱的有限宽度产生的衰减不充分。频率响应为图 3.8 所示的单延迟线对消器,只能做需要它做的事,即抵消多普勒频移为零的静止杂波。实际上,受杂波的内部运动、stalo 和 coho 振荡器的不稳定、雷达系统其他方面和信号处理器的不完美,以及有限的信号持续时间等因素的影响,杂波频谱有一个有限的宽度(3.7 节将讨论展宽杂波频谱的因素)。为了便于目前的讨论,假设杂波的功率谱密度为高斯函数,即

$$W(f) = W_0 \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_c^2}\right) = W_0 \exp\left(-\frac{f^2 \lambda^2}{8\sigma_v^2}\right) \quad f \geq 0 \quad (3.14)$$

式中,  $W_0$  为频率  $f=0$  时的杂波功率谱密度峰值,  $\sigma_c$  是单位为 Hz 的杂波频谱标准偏差,  $\sigma_v$  是单位为 m/s 的杂波频谱标准偏差。利用多普勒频移表达式(3.3)可得这两种标准偏差的关系为  $\sigma_c = 2\sigma_v/\lambda$ 。标准偏差  $\sigma_v$  常常有独立于频率的优点,而标准偏差  $\sigma_c$  是用赫兹表示的,与频率

有关,但是,在本章的讨论中一般用  $\sigma_c$ 。

图 3.10 说明了有限宽度杂波频谱的后果。单延迟线对消器的频率响应用实线表示,它包含了部分杂波频谱,使杂波出现在输出端。标准偏差  $\sigma_c$  越大,通过滤波器输出的杂波越多,这些杂波将干扰运动目标的检测。单延迟线对消器的杂波衰减为

$$CA = \frac{\int_0^\infty W(f) df}{\int_0^\infty W(f) |H(f)|^2 df} \quad (3.15)$$

式中,  $H(f)$  为单延迟线对消器的频率响应。将  $H(f)$  [式(3.10)] 代入上式可得

$$CA = \frac{\int_0^\infty W_0 \exp[-f^2/2\sigma_c^2] df}{\int_0^\infty W_0 \exp[-f^2/2\sigma_c^2] 4\sin^2(\pi f T_p) df} = \frac{0.5}{1 - \exp(-2\pi^2 T_p^2 \sigma_c^2)} \quad (3.16)$$

如果右边部分的分母中指数较小,指数项  $\exp[-x]$  可用  $1-x$  代替,则有

$$CA \approx \frac{f_p^2}{4\pi^2 \sigma_c^2} = \frac{f_p^2 \lambda^2}{16\pi^2 \sigma_v^2} \quad (3.17)$$

式中,脉冲重复周期  $T_p$  由  $1/f_p$  代替。在大多数 MTI 雷达中,单延迟线对消器对杂波的衰减程度不够。

如果以级联形式在这个滤波器后增加一个延迟线对消器,则两个滤波器的频率响应是单延迟线对消器频率响应的平方,即

$$H(f) = 4\sin^2(\pi f T_p) \quad (3.18)$$

图 3.10 中用虚线画出了上述滤波器的频率响应(画出的是相对响应而不是绝对响应)。双延迟线对消器的频率响应中包含更少的杂波频谱,因而杂波衰减更多。双延迟线对消器的杂波衰减为

$$CA \approx \frac{f_p^4}{48\pi^4 \sigma_c^4} = \frac{f_p^4 \lambda^4}{768\pi^4 \sigma_v^4} \quad (3.19)$$

将更多的延迟线对消器级联进来,可以获得单延迟线对消器频率响应的  $n$  次方的频率响应  $H(f)$ ,其中  $n$  为延迟线对消器个数。单延迟线对消器的频率响应  $h$  由式(3.18)给出。

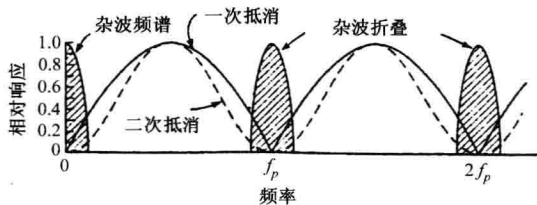


图 3.10 单延迟线对消器(实线)及双延迟线对消器(虚线)的相对频率响应,阴影面积是杂波频谱。

注意,由于脉冲雷达波形的采样特征,杂波频谱在脉冲重复频率及其谐波上是折叠的

### MTI 改善因子

杂波衰减是 MTI 雷达杂波抵消性能的一种有用的度量。如果不小心的话,这种度量有一个固有的弱点。把接收机关掉所以使杂波衰减变成无限大!当然,使用过程中不会有意这么做,因为这样做也会消除所希望的运动目标信号。为了避免以损耗有用信号为代价而增加杂波衰减量,IEEE 定义一个 MTI 改善因子的性能度量指标<sup>[4]</sup>,它包括信号增益和杂波衰减。

MTI 改善因子定义为“杂波滤波器输出端的信-杂比除以杂波滤波器输入端的信-杂比,且在所有感兴趣的目标径向速度上求平均值”。MTI 改善因子表示如下

$$\begin{aligned} \text{改善因子} = I_f &= \frac{(\text{信号/杂波})_{\text{out}}}{(\text{信号/杂波})_{\text{in}}} \bigg|_{f_d} = \frac{C_{\text{in}}}{C_{\text{out}}} \times \frac{S_{\text{out}}}{S_{\text{in}}} \bigg|_{f_d} \\ &= \text{CA} \times \text{平均增益} \end{aligned} \quad (3.20)$$

右边的垂线是指关于多普勒频率  $f_d$  求平均值。改善因子可以表示为杂波衰减  $\text{CA} = (C_{\text{in}}/C_{\text{out}})$  乘上滤波器平均增益,平均增益由滤波器频率响应  $H(f)$  决定,与杂波衰减相比通常较小。单延迟线对消器的平均增益为 2,双延迟线对消器的平均增益为 6,单延迟线和双延迟线对消器的改善因子分别为

$$I_f(\text{单 DLC}) \approx \frac{2}{2\pi^2(\sigma_c/f_p)^2} = \frac{\lambda^2}{8\pi^2(\sigma_v/f_p)^2} \quad (3.21)$$

$$I_f(\text{双 DLC}) \approx \frac{1}{8\pi^4(\sigma_c/f_p)^4} = \frac{\lambda^4}{128\pi^4(\sigma_v/f_p)^4} \quad (3.22)$$

当对消器由  $n$  个延迟线对消器级联而成时,改善因子的一般表达式为

$$I_f(n \text{ 个级联 DLC}) \approx \frac{2^n}{n!} = \left( \frac{1}{2\pi(\sigma_v/f_p)} \right)^{2n} \quad (3.23)$$

与前面的表达式一样,  $\sigma_c/f_p$  较小时上式成立。改善因子作为  $\sigma_c/f_p$  的函数如图 3.13 所示,比值  $\sigma_c/f_p$  表示杂波占据的多普勒空间大小。式(3.23)也可应用于所谓的  $N=n+1$  个脉冲对消器,下面将进行讨论。

### N 脉冲延迟线对消器

双延迟线对消器示于图 3.11(a)。与双延迟线对消器有一样的频率响应,但排列结构不同的两条延迟线的对消器示于图 3.11(b),称为三脉冲对消器,因为有三个经过适当加权的脉冲相加。为了得到  $\sin^2(\pi f T_p)$  的频率响应,三个脉冲的权重应分别为 +1、-2 和 +1。当输入信号为  $s(t)$  时,三脉冲对消器的输出为

$$s(t) - 2s(t + T_p) + s(t + 2T_p)$$

而双延迟线对消器的输出为

$$s(t) - s(t + T_p) - [s(t + T_p) - s(t + 2T_p)]$$

因此,双延迟线对消器与三脉冲对消器具有相同的滤波器输出,从而具有相同的频率响应。

权重分别为 +1、-3、+3 和 -1 的四脉冲对消器,频率响应与  $\sin^3(\pi f T_p)$  成比例。五脉冲对消器的权重分别为 +1、-4、+6、-4 和 +1。如果延迟线的数量为  $n$ ,则有  $N=n+1$  个脉冲可以用于杂波抵消。当对消器的权重取  $(1-x)^n$  交替符号的二项展开系数时, $N$  脉冲对消器的频率响应与  $\sin^n(\pi f T_p)$  成正比。符号交替的二项展开系数为

$$w_i = (-1)^{i-1} \frac{n!}{(n-i+1)!(i-1)!} \quad i = 1, 2, \dots, n+1 \quad (3.24)$$

$N$  脉冲对消器与  $n=N-1$  个单延迟线对消器级联而成的滤波器具有相同的频率响应, $N$  越大杂波衰减越好。

### 横向(非递归)滤波器

图 3.11(b)的三脉冲对消器是横向滤波器的一个例子,有  $n$  条延迟线的横向滤波的一般形式如图 3.12 所示。权重  $w_i$  与  $N=n+1$  脉冲分别相乘,然后在求和器中相加求和。横向滤波器是具有前馈和权重  $w_i$  的抽头的时域滤波器,延时  $T_i$  通常相等但它们不必相等(3.3 节)。



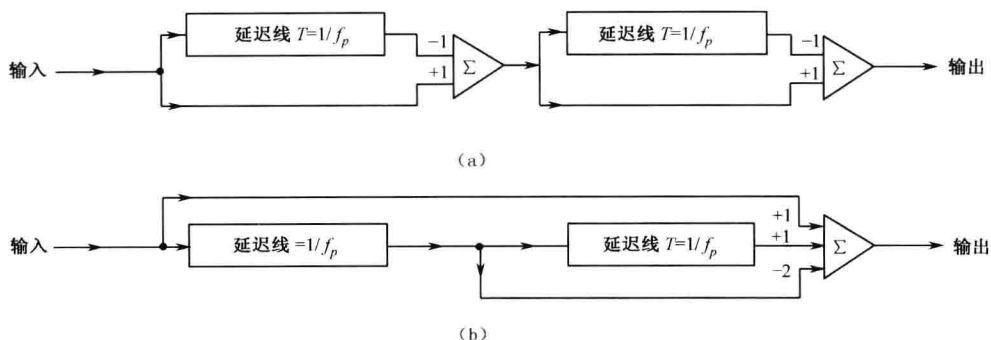


图 3.11 (a)双延迟线对消器;(b)三脉冲对消器。这两种配置具有相同的频率响应。图 3.11(b)的三脉冲对消器是横向滤波器的一个例子

图 3.12 所示的滤波器也称非递归滤波器、前馈滤波器、有限冲激响应(FIR)滤波器,或有限存储滤波器。

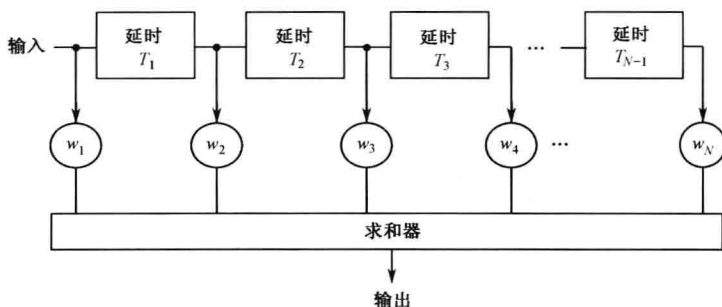


图 3.12 用于 MTI 信号处理的横向或非递归滤波器

**“最佳”MTI 滤波器** 以符合交替的二项展开系数为权重,横向滤波器具有与  $\sin^n(\pi f T_p)$  形式不同的频率响应,除此之外,通过选择其他的权重,横向滤波器还有其他形式的频率响应。一个合乎逻辑的问题是:什么滤波器才是最佳的 MTI 滤波器呢?如果说“最佳”就必须有一个作为依据的准则。在所谓最佳 MTI 滤波器<sup>[6]</sup>的情况下,准则就是它能使式(3.20)的改善因子为最大。这个准则也可以认为是使杂波衰减最大的准则。以符合交替的二项展开系数为系数的横向滤波器,刚好是“最佳”MTI 滤波器的很好近似。正如前面的讨论,这种横向滤波器的频率响应与  $\sin^n(\pi f T_p)$  成正比,其中  $n$  是延迟线的根数。如果杂波频谱的分布为高斯概率密度函数<sup>[7]</sup>,则具有单延迟线的横向滤波器最佳权重  $(1, -1)$  与单延迟线对消器的权重完全一样。三脉冲对消器与最佳三脉冲 MTI 滤波器之差小于 2dB<sup>[8]</sup>,  $n$  较大时两种滤波器的差较小。改善因子作为  $\sigma_c/f_p$  的函数图形如图 3.13 所示,其中  $\sigma_c$  是假设杂波频谱为高斯形状时的标准偏差,  $f_p$  是脉冲重复频率<sup>[9]</sup>。实线对应最佳权重,而虚线对应的权重为符合交替的二项展开系数。由图 3.13 可知下面两个特性:首先,两种情况下的改善因子差异较小,因此可用权重为符合交替的二项展开系数、频率响应与  $\sin^n(\pi f T_p)$  成比例的横向滤波器近似最佳 MTI 滤波器;第二,对许多应用来说,如果把改善因子作为设计 MTI 滤波器的主要准则,则用不超过两条或三条延迟线的对消器就可获得足够大的改善因子。

最佳有时误解为可实现的最好的结果。然而,最佳的定义是某种隐含或规定条件下的最

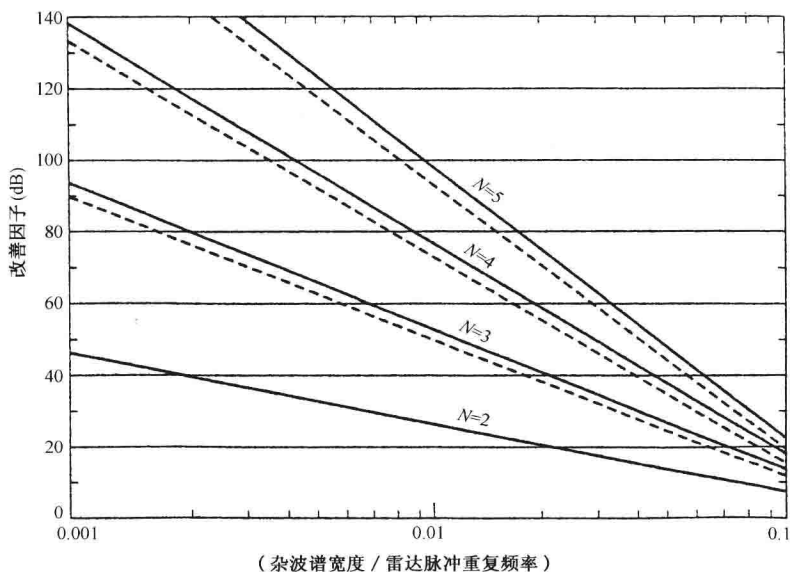


图 3.13 用二项式权重(虚线)和最佳权重(实线)的  $N$  脉冲延迟线对消器的 MTI 改善因子是杂波谱宽度  $\sigma_c$  的函数(取自 Andrews<sup>[9]</sup>)

好。如果确定的条件不合适,一个所谓的最优解可能不是所希望的。上面的最佳 MTI 滤波器就是这种情况。如果希望最大化改善因子或杂波衰减,这种滤波器是最佳的。这看来可以是一条合适的准则,但这并不一定是 MTI 滤波器所要达到的目的。随着延迟线数目  $n$  的增加,滤波器频率响应函数  $H(f) \sim \sin^n(\pi f T_p)$ , 频率响应  $H(f)$  变窄,更多的杂波被抑制。带宽的变窄意味着能够检测的运动目标更少。假设  $H(f)$  的  $-10\text{dB}$  宽度为检测门限,并且所有运动目标都在多普勒频带内均匀分布,则滤波器性能下降如下:

- 两脉冲对消器将抑制 20% 的运动目标;
- 三脉冲对消器将抑制 38% 的运动目标;
- 四脉冲对消器将抑制 48% 的运动目标。

因此,如果使用“最佳”杂波滤波器,那么目标检测方面的损失是不采用大  $n$  值的另一个理由。

**“类似矩形”的横向滤波器响应** 观察图 3.10 中涂阴影的杂波频谱可以发现,一个理想的滤波器应该有一个近似为矩形的通带,以便衰减杂波,同时在尽可能宽的多普勒频率范围产生均匀响应。在延迟线数目相同的条件下,它不会像“最佳”滤波器那样有那么多杂波衰减。但正如图 3.13 所示,延迟线数目  $n$  较大时“最佳”延迟线的杂波衰减,通常比实际可用的衰减大得多。图 3.12 所示的横向滤波器,如果延迟线足够多并且选择适当的权重,可以产生近似矩形的通带。

Y. H. Mao<sup>[10]</sup> 已经在文献中归纳了适合 MTI 应用的横向或非递归滤波器。经典的数字滤波器教科书中可以找到非递归滤波器的设计步骤。图 3.14 是 Houts 和 Burlage 早期设计的 15 脉冲以切比雪夫响应为基础的滤波器<sup>[11]</sup>;为了便于比较,具有二项式权重的三脉冲对消器和有“最佳”权重的五脉冲对消器的频率响应也一起画出。一般情况下,滤波器的设计目的是通过选择带通滤波器的阻带衰减、阻带宽度和通带宽度,以及能够容忍的纹波来获得需要的改善因子。

$n$  较大时用“最佳”MTI 滤波器可得到的大改善因子,可以用来换取增加多普勒频率通带。例如,当  $\sigma_c/f_p=0.001$  时,从式(3.22)可知,三脉冲对消器或双延迟线对消器(它接近“最佳”)有 91dB 的理论改善因子;对常规的 MTI 雷达应用来说,改善因子超过了 MTI 雷达的要求。另外,考虑系统器件的不稳定和其他对改善因子的限制因素,实际上难以达到这样大的改善因子。图 3.14 是 Houts 和 Burlage 给出的五脉冲对消器<sup>[11]</sup>。它对杂波频谱的改善因子为 85dB,而 15 脉冲的切比雪夫滤波器的改善因子为 52dB。增加多普勒频率通带,通常比获得一个不必要的、或实际上不能实现的大理论改善因子更重要。因此,如果在 MTI 处理中可以用到许多脉冲,则具有近似矩形响应的滤波器比“最佳”滤波器更有利。根据有关资料<sup>[11]</sup>,即使只有 5 个脉冲可用时,5 脉冲切比雪夫滤波器也比 5 脉冲最佳滤波器能提供宽得多的多普勒空间。

当 MTI 处理中可用的脉冲较少时,具有非递归滤波器特性的频率响应形状很难控制,采用二项式权重、频率响应为  $\sin^n(\pi f T_p)$  之外的滤波器,不会有太多的收益。

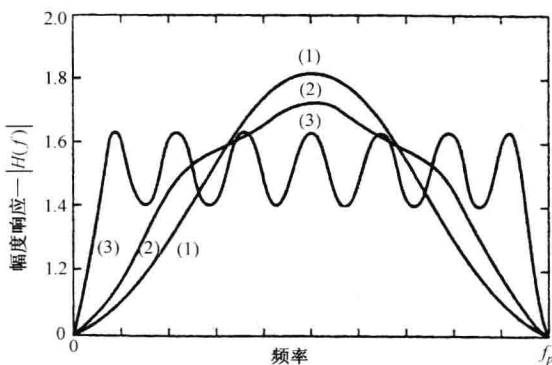


图 3.14 三种 MTI 延迟线对消器的幅度响应。(1)经典的三脉冲对消器,(2)具有最佳权重的五脉冲延迟线对消器,(3)15 脉冲的切比雪夫式设计(引自 Houts 和 Burlage<sup>[11]</sup>)

### 递归滤波器

采用经典的  $z$  平面滤波器设计程序,上面讨论的  $N$  脉冲非递归对消器允许设计  $N$  个零点来合成滤波器的频率响应。每条前馈线和它的权重  $w_i$  在  $z$  平面对应经典滤波器设计中的一个零点。只用零点设计的滤波器没有同时利用零点和极点的滤波器设计灵活,使用反馈的延迟线对消器可获得极点。利用反馈线和前馈线提供的极点和零点,在可以实现的条件下,通过延迟线的级联可合成任意的滤波器频率响应<sup>[12]</sup>。这种滤波器称为递归滤波器或无限冲激响应(IIR)滤波器。为了获得希望的频率响应,递归滤波器比在  $z$  平面设计中仅用零点的非递归滤波器需要更少的延迟线(更少的脉冲)。

同时具有反馈和前馈的递归延迟线滤波器,规范结构如图 3.15 所示。通常,规范结构分成几节,每节中绕着个别的延迟线有前馈和反馈。图 3.16(a)中的三极点切比雪夫滤波器就是一个例子。图 3.16(b)是这个递归滤波器的频率响应,通带内纹波为 0.5dB<sup>[13]</sup>,采用不同的权重能够改变通带的宽度。图 3.17 是 J. S. Shreve 所作的递归和非递归滤波器比较<sup>[14]</sup>。从图上可知,递归滤波器提供的频率响应比非递归滤波器的频率响应更类似于矩形,而递归滤波器只用了两条延迟线而不是非递归滤波器的四条延迟线。

进行滤波器频率响应整形以获得更好的响应方面,递归滤波器提供了比非递归滤波器更多的灵活性,所使用延迟线数也更少。不幸的是,反馈导致的较差的瞬时响应特性限制了这种

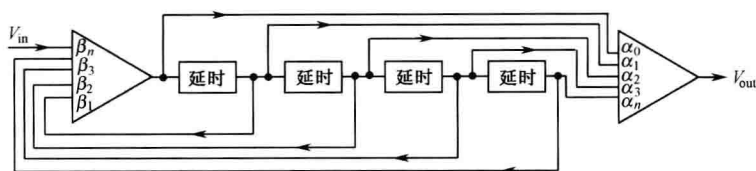
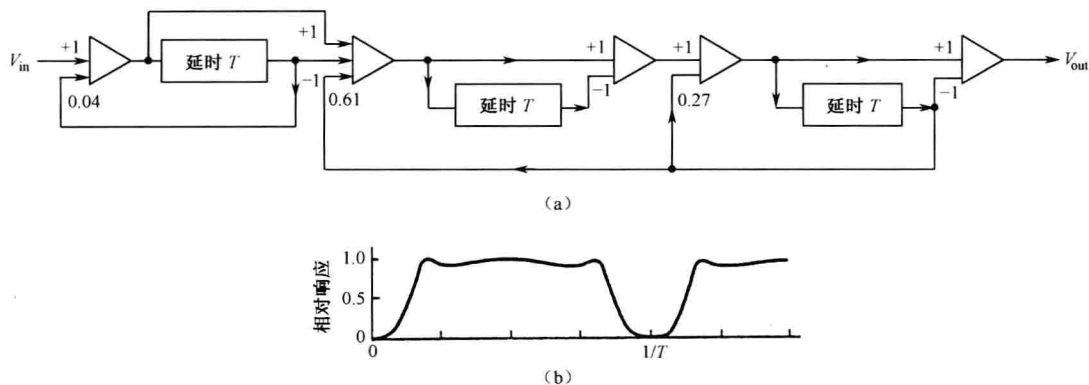
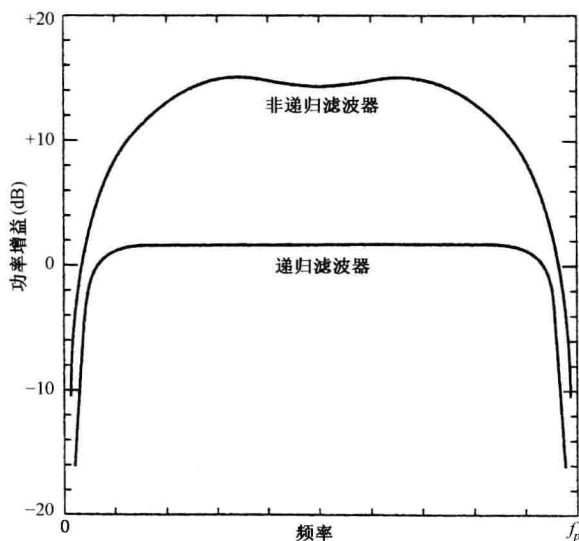


图 3.15 具有前馈和反馈的递归延迟线滤波器的规范配置

图 3.16 (a)递归延迟线滤波器;(b)递归延迟线滤波器的频率响应,它是基于三极点切比雪夫设计的,其通带内的纹波为 0.5dB(引自 W. D. White<sup>[13]</sup>)图 3.17 具有 2 条延迟线的递归滤波器和 4 条延迟线的非递归滤波器的频率响应举例。递归滤波器的前馈权重和反馈权重分别为 1, -2, 1 和 1, 1.561, -0.64。非递归滤波器的前馈权重为 1, 1.25, -4.75, 1.75, 0.75(引自 J. S. Shreve<sup>[14]</sup>)

滤波器的用处。大的离散杂波、附近雷达的干扰脉冲、故意的脉冲干扰或者步进式扫描雷达(例如相控阵雷达)驻留时间的开始时刻等都产生瞬时响应,会遮蔽目标信号直到瞬时响应结束为止。由于反馈特性,具有陡峭边的频率响应的滤波器输入单个脉冲,能产生 15 至 30 个输

出脉冲或者更多<sup>[15]</sup>。在步进式扫描雷达中,为了减轻瞬时响应的影响,有人提出利用每个波束位置的第一个回波脉冲作为 MTI 递归滤波器的初始条件,以便抵消或减轻瞬时响应的影响<sup>[16]</sup>。每个波束位置的杂波,可用幅度等于第一个回波幅度的步进输入来近似,滤波器正常输出的稳态值被算出并装入滤波器中以抑制瞬时响应。

由于递归滤波器(无限冲激响应)具有较差的瞬时响应,可能遭受故意电子干扰的军用雷达中通常避免采用,但在民用多普勒气象雷达中,则广泛用于杂波消除。例如, Nexrad 雷达使用 5 极点(五阶)椭圆滤波器,其凹口宽度可用软件控制。终端多普勒气象雷达采用 4 极点的椭圆滤波器<sup>[17]</sup>。非递归滤波器之所以应用于这些方面,是为了在零多普勒频率处产生陡峭的多普勒凹口宽度和平坦的通带响应,以便精确地估计气象反射率和降雨而不是多普勒频率。与同阶其他滤波器相比,椭圆滤波器据说具有更窄的凹口宽度。

尽管递归滤波器在 MTI 的应用中似乎具有吸引力,但其瞬时响应特性限制了它的应用。有其他几种方法来实现 MTI 滤波。下面要讨论的使用多个参差 prf 将增大第一盲速并且提供有限的滤波器整形。随后讨论的多普勒滤波器组将提供前面讨论的滤波器不能提供的性能。

多延迟线对消器、 $N$  脉冲对消器、横向滤波器(非递归),以及递归滤波器全部是时域滤波器而不是频域滤波器,3.4 节中的多普勒滤波器组也是时域滤波器。

### 3.3 参差脉冲重复频率

当运动目标的径向速度在盲速[式(3.12)定义]或附近时,采用恒定脉冲重复频率不能发现目标,而使用多个脉冲重复频率的波形则能检测到这些运动目标。一个简单的说明如图 3.18 所示,它画出了两个不同脉冲重复频率(prf)的单延迟线对消器的频率响应曲线。当重复频率为 prf1 时,多普勒频率等于  $f_1$  或  $2f_1$ (或没有画出的其他倍数)时发生盲速,当重复频率 prf2 为  $f_2 = 2f_1/3$  时,多普勒频率等于  $f_2$ 、 $2f_2$  和  $3f_2$  时发生盲速。从图 3.18 可知,在一个 prf 的频率响应里因盲速不能检测的运动目标,在另一个 prf 的频率响应里变成可能。然而,当盲速在两个 prf 同时发生时,如  $2f_1 = 3f_2$ ,则两个 prf 都不能发现目标。因此,在这个简单例子中,prf1 的第一盲速已增加了一倍。上面的例子说明,使用不止一个 prf 有利于减少盲速的影响,但要提醒的是,采用 prf 之比为 3/2 这样大的多个 prf 是不寻常的。

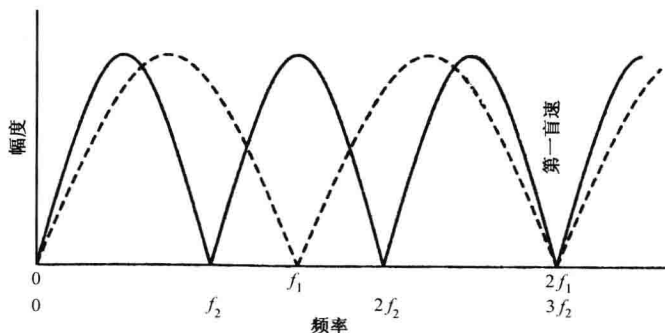


图 3.18 两个脉冲重复频率  $f_1$ (虚曲线)和  $f_2$ (实曲线)的频率响应,其中,  $f_1 = 3f_2/2$ 。第一个 prf 的盲速出现在  $f_1$  和  $2f_1$  上,而第二个 prf 的盲速出现在  $f_2$ 、 $2f_2$  和  $3f_2$  上。处于一个 prf 的盲速上的目标被另一个 prf 的响应所“覆盖”,除非当  $2f_1 = 3f_2$ ,此时两个 prf 具有相同的盲速

利用多个 prf 避免盲速导致的目标回波丢失已有几种方法。prf 可以下列方式改变：  
① 扫描到扫描；② 驻留到驻留；③ 脉冲到脉冲(通常称作参差 prf)。驻留是指在目标上的时间，通常是天线波束扫描一个波束宽度或部分波束宽度所花费的时间。如果仅有两个 prf(如 3.6 节中将讨论的 MTD)，驻留可以是扫描半个波束宽度的时间。参差 prf 已经广泛应用于空中交通管制雷达。具有四个参差 prf 间隔波形的例子如图 3.19 所示，四个间隔序列不断地被重复。

利用多个 prf 减轻盲速的三种方法各有优点和缺点，每一种方法都已用于实际的雷达系统。

### 参差 prf

在如图 3.19 所示的脉冲到脉冲的参差 prf 中，脉冲之间的时间称为间隔或周期，间隔的提法更合理，而周期的提法有历史原因。尽管周期的提法不一定准确但至今仍在使用。下面的讨论中，周期将用来表示参差波形的脉冲间隔时间。如图 3.12 所示，多个参差 prf 的回波可用横向滤波器处理。只不过滤波器以非均匀时间间隔采样多普勒频率，而不是像恒定 prf 一样采用均匀时间间隔采样。滤波器的频率响应为

$$H(f) = w_0 + w_1 e^{j2\pi f T_1} + w_2 e^{j2\pi f (T_1 + T_2)} + \cdots + w_n e^{j2\pi f (T_1 + T_2 + \cdots + T_n)} \quad (3.25)$$

权重  $w_i (n+1)$  和脉冲重复周期  $T_i (n \text{ 个})$  的选择受下面几点设计上的因素限制。

(1) 最小周期不应导致距离模糊。

(2) 周期序列的选择应使发射机不因占空比变化过大或因对发射机没有设计的占空比而超载。

(3) 最大周期不应太长，因最大非模糊距离外的任何距离对雷达来说代表“静止时间”。

(4) 为了在杂波中检测运动目标，滤波器的阻带响应产生所要求的 MTI 改善因子。

(5) 在通带内的最深凹口不是很深，通常频域的最深凹口发生在平均周期的倒数处。

(6) 通带内的响应变化(或纹波)应最小和相对均匀。

并非全部的条件都能同时满足，参差 prf 的设计和处理经常是一种折中。

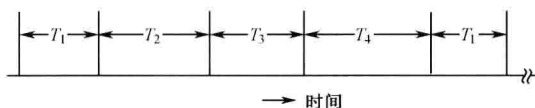


图 3.19 具有四种不同脉冲周期或间隔的参差脉冲串

具有双对消器加权、四周期(五个脉冲)参差的频率响应的例子如图 3.20 所示，它由 W. W. Shrader 给出<sup>[18]</sup>，对于常规民用远距离空中交通管制雷达是典型的。脉冲重复周期之比为 25 : 30 : 27 : 31，利用计算机搜索发现了这些数值。Shrader 声称利用四个周期，通过将 -3、2、-1 和 3 加到希望的第一盲速  $v_1/v_B$ ，可得到参差比，其中  $v_1$  是第一盲速， $v_B$  是指采用具有恒定 prf 的波形(其脉冲重复周期是四个参差周期的平均值)所获得的盲速，比值由式(3.26)给出。如果  $v_1/v_B$  是 28，加上上面 Shrader 给出的四个数，得到图 3.20 中使用的特定参差比(将四个周期比值代入式(3.26)，可以算出  $v_1/v_B$  是 28.25 而不是 28)。

尽管参差 prf 消除了恒定 prf 产生的盲速，但当  $n$  个 prf 有  $\eta_1 f_1 = \eta_2 f_2 = \cdots = \eta_n f_n$  的关系时，最终将有一个新的盲速产生，其中  $\eta_1, \eta_2, \cdots, \eta_n$  为质数(除 1 外没有其他的公因子)。参差 prf 波形的第一盲速  $v_1$  与脉冲重复频率等于平均周期的恒定 prf 波形的第一盲速  $v_B$  之比为

$$\frac{v_1}{v_B} = \frac{\eta_1 + \eta_2 + \cdots + \eta_n}{n} \quad (3.26)$$

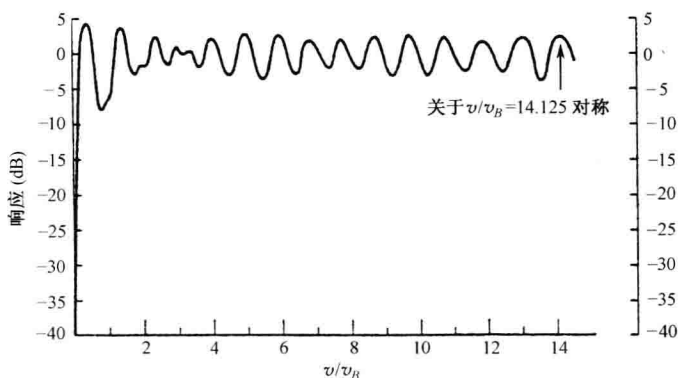


图 3.20 五个脉冲(四周期)参差的频率响应(引自 Shrader and Gregers-Hansen<sup>[1]</sup>, 图片由 McGraw-Hill 图书公司提供)

在上面的推导中,平均周期为  $T_{av} = (T_1 + T_2 + \dots + T_n)/n$ , 其中  $T_i = 1/f_i$ , 第一新盲速为  $v_1 = \lambda \eta_1 f_1 / 2 = \lambda \eta_1 / 2 T_1$ , 如果用平均 prf 代替平均周期可得稍有不同表达式。

频率响应的另一个例子是中程民用空中交通管制机场监视雷达,如图 3.21 所示。注意,图中横坐标的刻度有一点变化。幅度加权是以双对消器为基础的。图 3.22 的实线是四周期对消器的频率响应,加权分别为  $\frac{7}{8}$ 、1、 $-3\frac{3}{4}$ 、1 和  $\frac{7}{8}$ 。四个脉冲周期分别为固定周期的  $-15\%$ 、 $-5\%$ 、 $5\%$  和  $15\%$ <sup>[19]</sup>, 固定周期等于平均周期,最深的凹口为 6.6dB。图中的虚线是采用相同的幅度加权,但周期为固定周期的频率响应。

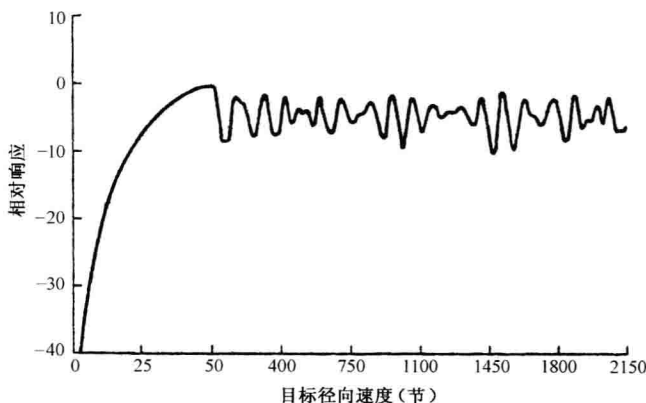


图 3.21 S 波段 ASR 空中交通管制雷达具有四个周期的参差 MTI 的频率响应是目标径向速度的函数。四个周期为  $876\mu\text{s}$ 、 $961\mu\text{s}$ 、 $830\mu\text{s}$  和  $1177\mu\text{s}$ , 具有基于双对消器的幅度加权(注意横坐标刻度的变化)

### 凹口深度和改善因子

求出参差周期对凹口深度和 MTI 改善因子的影响,有两种方法,一种基于计算机搜索,另一种基于解析公式。

**计算机搜索** 在 MTI 滤波器通带内,采用参差波形时的最深凹口深度示于图 3.23,是由



Shrader 通过计算机搜索最佳脉冲周期集<sup>[18]</sup>得到的。Shrader 发现凹口是相对独立于对消器的类型(单,双或三)或每个波束宽度内的发射数目。凹口深度主要依赖于最大与最小周期的比值,即图 3.23 中的横坐标。

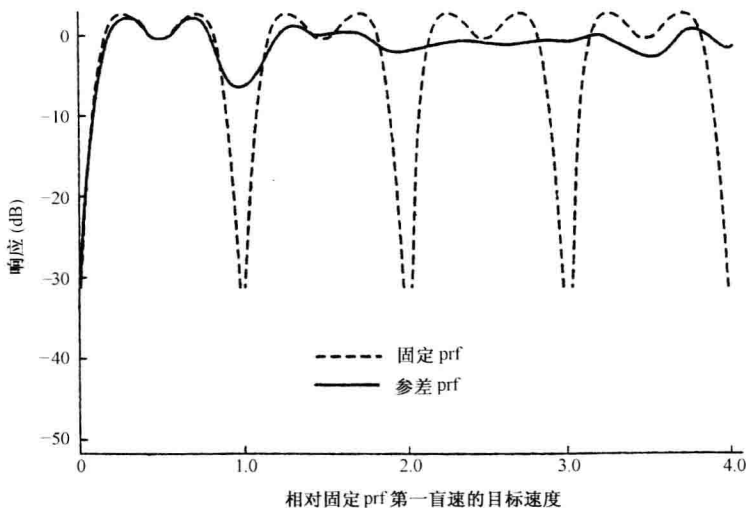


图 3.22 加权后 4 个周期参差式波形的频率响应与利用固定 prf 波形的频率响应的比较。虚线表示恒定 prf,实线表示参差式 prf(引自 Zverev<sup>[19]</sup>,由 IEEE 提供)

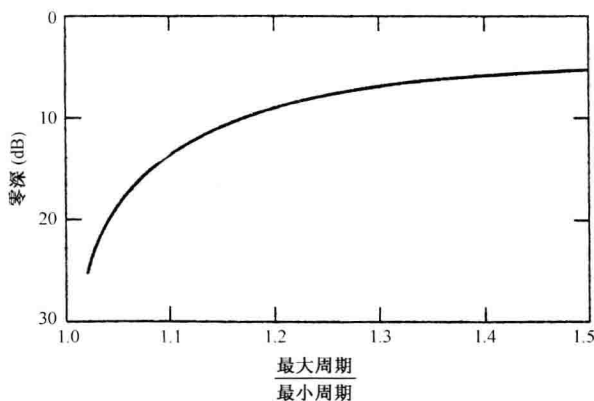


图 3.23 在脉冲到脉冲参差式 prf MTI 的频率响应中,第一零点的近似深度是最大周期与最小周期之比的函数(引自 W. W. Shrader and V. Gregers-Hansen<sup>[1]</sup>,由 McGraw-Hill 出版公司提供)

以逻辑的方式寻找权重  $w_i$  和周期  $T_i$  的其他方法已被提出<sup>[20~23]</sup>。其中一些主要涉及最深凹口范围的最小化,但没有考虑对改善因子的影响。基于试算的计算机搜索,如 Shrader 所采用的,可能已产生出和其他方法一样的结果。

**解析公式** 利用参差 prf 波形的周期的均方根值  $\sigma_n$ ,Cleetus<sup>[24]</sup> 拓展了 McAulay<sup>[25]</sup> 和 Wardrop<sup>[26]</sup> 的早期工作,获得了最大改善因子的估计

$$I_{\max} = \frac{1}{4\pi^2 \sigma_c^2 \sigma_n^2} \quad (3.27)$$

式中,  $\sigma_c^2$  是由式(3.14)定义的高斯杂波频谱的总方差,  $\sigma_n^2$  是  $\epsilon_n = T_i - T_{av}$  的均方值,  $T_i$  和  $T_{av}$  分别是第  $i$  个参差脉冲的周期和  $n$  个周期的平均值。由于假设了一个理想的矩形 MTI 滤波器, 式(3.27)称为最大改善因子, 它仅仅与周期的扩展范围有关而与参差脉冲的数量无关。Cleetus 也探讨了最深凹口的深度问题, 从他的论文中的图 3.23 可得, 第一个凹口的深度为

$$\text{零深} = 40 \left( \frac{\sigma_n}{T_{av}} \right)^2 \quad (3.28)$$

该式适用于  $\sigma_n/T_{av}$  的值小于 0.09 左右的情况(产生 5dB 的凹口深度)。当  $\sigma_n/T_{av}$  的值变大时, 凹口深度缓慢地上升, 在  $\sigma_n/T_{av} \approx 0.3$  时接近于零。比较式(3.27)和式(3.28)可知, 由于凹口深度和改善因子两个都与参差周期的方差  $\sigma_n^2$  有关, 因而它们不能独立选择。通过计算机搜索所得的凹口深度如图 3.23 所示, 它仅仅与  $T_{\max}/T_{\min}$  的比值有关, 而式(3.28)与周期的方差有关。

Shrader 利用计算机搜索, 提出改善因子的表达式为

$$I = \left[ \frac{2.5n_B}{(T_{\max}/T_{\min}) - 1} \right]^2 \quad (3.29)$$

式中,  $n_B$  为每波束宽度的脉冲数, 它是以杂波频谱的宽度为基础的, 而杂波频谱的宽度主要由天线的扫描调制决定, 这似乎与式(3.27)的改善因子完全不同, 但可以证明两者也有一些类似的地方。如果作下面的粗略假设: ① 脉冲数  $n_B \approx t_0/T_{av}$ , 其中  $t_0$  是目标上的驻留时间,  $T_{av}$  是平均参差周期; ② 用天线扫描调制的标准偏差 ( $\sigma_s = 1/3.77t_0$ ) [式(3.45)] 代替  $t_0$ ; ③ 天线扫描调制的  $\sigma_s$  用更一般的  $\sigma_c$  代替, 其中  $\sigma_c$  是杂波频谱的标准偏差, 不论杂波是哪来的; ④ 参差周期的分布假设在  $T_{\max}$  与  $T_{\min}$  之间为均匀分布, 从而它的标准偏差  $\sigma_n$  可表示为  $\sigma_n = (T_{\max} - T_{\min})/2\sqrt{3}$  (2.4 节)。则利用上述假设可得

$$I = \left( \frac{1}{5.22\sigma_c\sigma_n} \frac{T_{\min}}{T_{av}} \right)^2 \quad (3.30)$$

这与式(3.27)类似, 当  $T_{av}/T_{\min} = 2\pi/5.22 = 1.2$  时两式完全一样。

### 各种多 prf 方法的比较

上面已经说过有三种利用多 prf 减轻盲速影响的方法, 这些方法是: ① 对脉冲到脉冲多个周期进行参差; ② 在每半个波束宽度的两个周期之间交替改变 prf; ③ 从一次天线扫描到另一次天线扫描改变周期(prf), 每种方法都有优点和缺点<sup>[27]</sup>。与恒定 prf 相比, 几个脉冲周期的脉冲到脉冲参差能够大大增加盲速, 而不会有不能检测到运动目标的大多普勒区域, 例如采用两或三延迟线抵消时就是这样。另外, 与递归滤波器相比, 参差滤波器不要求递归滤波器中的反馈, 使滤波器的设计得到简化, 并且不会有较差的瞬时响应特性。由于参差 prf 将杂波能量转移到多普勒频率空间, 改善因子稍微退化, 而且没有一个恒定的 prf, 要稳定发射机会更困难, 同时它也不能抵消多次反射杂波(脉冲周期对应的最大非模糊距离之外的杂波)。在许多使用脉冲到脉冲参差的雷达系统中, 通常备有恒定 prf 波形可供选择, 以便在有多次反射杂波到达的方向选择恒定 prf。

采用扫描到扫描改变 prf 的雷达更容易实施, 且能抵消多次反射杂波, 但与脉冲到脉冲参差比较, 需花费更多(多于一次扫描的时间)的时间消除多普勒盲速。扫描到扫描的参差系统中极少用两个以上的 prf 解盲速。只用两个 prf 的参差波形时, 盲速的减少并不像多个周期

(如参差波形中所用的)一样有效。驻留到驻留的参差具有类似于扫描到扫描的参差的优点,但能更快地解盲速。如在 3.6 节将讨论的 MTD 雷达中,采用滤波器组处理的半波束宽度驻留已被有效地使用。

### 3.4 多普勒滤波器组

如图 3.24 所示,多普勒滤波器组是用于检测运动目标的一组滤波器,与本章前面讨论的单个滤波器相比,滤波器组有以下三个优点。

(1) 多个运动目标在滤波器组中能够彼此分开。在回波信号中包含不希望的运动杂波信号,如多普勒频移不为零的暴风雨或鸟禽时,这个特性特别有用。当杂波与运动目标信号出现在不同的多普勒滤波器中时,杂波回波不会干扰运动目标检测。

(2) 能够测量目标的径向速度。径向速度可能是模糊的,但改变 prf 可以解径向速度的模糊<sup>[28]</sup>,正如改变 prf 可解距离模糊一样。

(3) 窄带多普勒滤波器可比前面所述的 MTI 滤波器消除更多的噪声,且能提供相干积累。尽管在 MTI 雷达中通过相干积累可以改善信-噪比,但通常这不是使用多普勒滤波器组的主要原因。脉冲数  $N$  不是太大时, $N$  个脉冲的相干积累增益并不比非相干积累增益大多少。

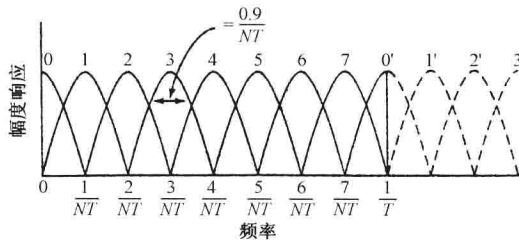


图 3.24 用式(3.31)的相位权重处理  $N=8$  个脉冲所得的 MTI 多普勒滤波器组,它产生式(3.34)的响应。 $N$  是被处理的脉冲数和产生的滤波器数, $T$  是脉冲重复周期,滤波器的旁瓣结构没有示出

为这些优点所付出的代价是实现低旁瓣滤波器的复杂性更高、困难更大,以及为产生希望的滤波器特性需要更多的脉冲。实现多普勒滤波器组的基本方法是利用横向滤波器,但与前面讨论的横向滤波器不同,它的权重是复数而不是实数(幅度)。复数权重意味着同时实施相移和幅度加权。

如图 3.12 所示的横向滤波器,具有  $N$  个脉冲( $N$  个抽头)和  $N-1$  条延迟线。通过恰当的相位加权,可以构成  $N$  个相邻的滤波器,覆盖从 0 到  $f_p$  (或者  $-f_p$  到  $f_p/2$ ) 的频率范围,其中  $f_p$  是脉冲重复频率。横向滤波器的每个抽头之间的延时是  $T=1/f_p$ 。横向滤波器的简图上没有画出每个抽头的  $N$  个并行输出, $N$  个输出中的每一个对应一个滤波器。 $N$  个抽头中每个抽头的第  $k$  输出权重为

$$w_{i,k} = e^{j[2\pi(i-1)k/N]} \quad (3.31)$$

式中, $i=1,2,\dots,N$  表示  $N$  个抽头, $k$  是 0 到  $N-1$  间对应不同权重集的指数,每个指数对应于一个不同的滤波器。在这个例子中,每个抽头上的幅度相同而相位不同。由指数  $k$  产生的  $N$  个滤波器构成了滤波器组。如果有 8 个脉冲可用于产生 8 个滤波器,则由式(3.31)可得,滤波器

$k=0$  的相位权重  $w_{i,0}$  全部为 0, 而滤波器  $k=1$  的相位权重  $w_{i,1}$  分别为  $0, 45, 90, 135, 180, 225, 270$  和  $315$  度。更高的滤波器( $k$  从 2 到 7)的相位权重与  $k=1$  的一样, 但需乘  $k$  并求 360 的模。

下面将推导滤波器组中  $N$  个滤波器的频率响应。从图 3.12 可知, 权重为式(3.31)的滤波器的冲激响应为

$$h_k(t) = \sum_{i=1}^N \delta[t - (i-1)T] e^{j2\pi(i-1)k/N} \quad (3.32)$$

式中,  $\delta(t)$  是单位冲激响应函数。冲激响应的傅里叶变换是滤波器的频率响应函数, 因此

$$H_k(f) = \sum_{i=1}^N e^{-j2\pi(i-1)[fT - k/N]} \quad (3.33)$$

频率响应函数的幅度是滤波器的幅度通带特性, 可表示为

$$|H_k(f)| = \left| e^{-j2\pi(i-1)[fT - k/N]} \right| = \left| \frac{\sin[\pi N(fT - k/N)]}{\sin[\pi(fT - k/N)]} \right| \quad (3.34)$$

滤波器频率响应如图 3.24 所示。当式(3.34)的分母为零或  $\pi(fT - k/N) = 0, \pi, 2\pi, \dots$  时, 滤波器出现峰值响应。当分母为零时, 分子也为零。尽管  $0/0$  的值不确定; 但利用 L'Hopitals 法则可知, 当分子和分母为零时, 式(3.34)的峰值为  $N$ 。频率响应函数的零凹口出现在分子为 0 而分母不为 0 的时候。由第一对零点之间的间隔定义的主响应宽度是  $2/NT$ 。半功率宽度约为  $0.9/NT$ 。当画出如图 3.24 的多普勒滤波器组时, 通常不画出旁瓣。这样看起来比较清楚, 但旁瓣确实存在且能限制杂波的衰减程度。单个滤波器的幅度-频率特性如图 3.25 所示。

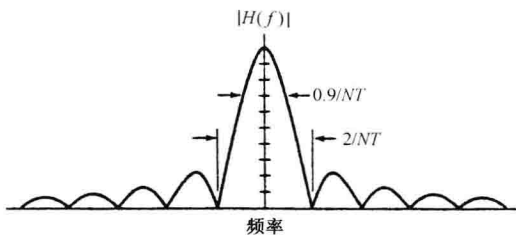


图 3.25 图 3.24 所示多普勒滤波器组中一个滤波器的示意图, 包括旁瓣

$k=0$  时峰值响应发生在  $f=0, 1/T, 2/T, \dots$ , 这定义了一个峰值响应出现在零频、出现在  $\text{prf}(1/T)$  和  $\text{prf}$  的谐波的滤波器。因此  $k=0$  的滤波器对应于杂波频谱, 而不像其他  $N-1$  个滤波器那样抑制杂波。 $k=1$  时峰值响应发生在  $f=1/NT$ , 以及  $1/T+1/NT, 2/T+1/NT$  等。 $k=2$  时峰值响应发生在  $f=2/NT, 1/N+2/NT$  和  $2/N+2/NT$  等。因此, 如图 3.24 所示, 每个  $k$  对应于  $N$  个分开的滤波器中的一个。 $N$  个滤波器一起覆盖从 0 到  $f_p=1/T$  的频率空间(或者等效地从  $-f_p/2$  到  $f_p/2$ )。在每个抽头的幅度权重完全一样的特定情况下, 每个滤波器的第一个零点恰好出现在相邻滤波器的峰值处。由于信号的周期性, 频率域的其他部分也被类似的滤波器所覆盖, 但这些滤波器是模糊和混淆的。

由横向滤波器的  $N$  个抽头的输出产生  $N$  个滤波器, 它总共需要  $(N-1)^2$  次数字相乘。这个过程等效于一个离散傅里叶变换。在许多场合, 当  $N$  是 2 的幂时, 可用快速傅里叶变换 (FFT) 提高运算速度, 这正是上面例子中  $N=8=2^3$  的原因。

具有均匀幅度加权的 8 脉冲多普勒滤波器组中, 每个滤波器的改善因子是  $\sigma_c/f_p$  的函数, 示于图 3.26。其中  $\sigma_c$  是假定为高斯杂波频谱的标准偏差<sup>[29]</sup>, 图中的点状线是全部滤波器的平均改善因子。可将改善因子与图 3.13 中的频率响应为  $\sin^N(\pi f T_p)$  的  $N$  脉冲对消器的改善

因子相比较。通过比较可知两脉冲对消器的改善因子与 8 脉冲多普勒滤波器组的平均改善因子几乎一样,而三脉冲对消器更好。因此,如果想用多普勒滤波器组获得大的改善因子,则要求有较低的旁瓣。

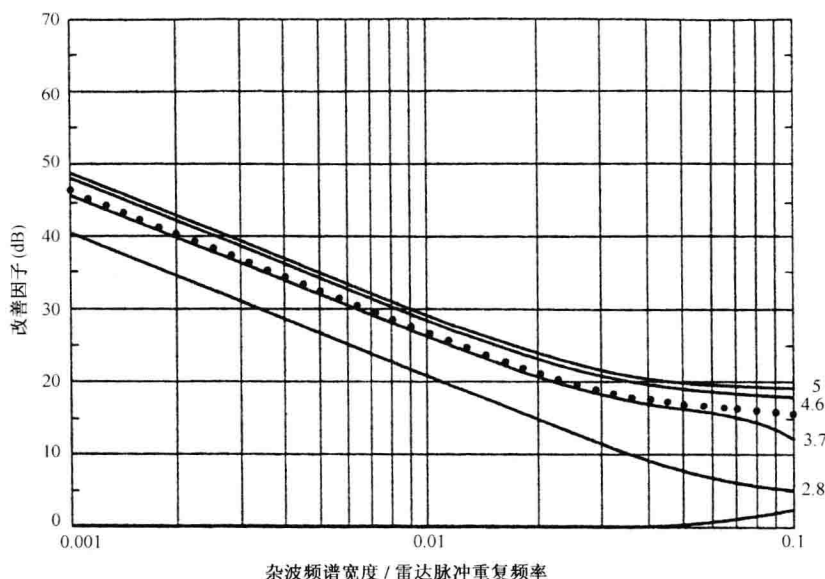


图 3.26 均匀幅度加权 8 脉冲多普勒滤波器组中每个滤波器的改善因子与杂波频谱宽度(标准偏差)的函数关系。虚线表示平均改善因子(引自 Andrews<sup>[29]</sup>)

### 降低滤波器旁瓣

上面推导的多普勒滤波器组中每个滤波器的频率响应是  $(\sin NX)/\sin X$  型函数;因而最高的旁瓣比峰值响应低 13.2dB。这些旁瓣相对过高不利于杂波抑制,特别对零频和盲速附近的滤波器是这样,旁瓣的降低除了采用相位加权外,还可采用幅度加权。Shrader 和 Gregers-Hansen<sup>[30]</sup>的研究表明,当相干处理间隔(CPI)内仅有几个脉冲可用时(大约 6 个左右),可采用经验设计程序,因为更复杂的程序几乎没有灵活性。当可用的脉冲数较大时,则以切比雪夫滤波器设计为基础的较系统的设计方法。切比雪夫滤波器的频率响应具有相同的旁瓣电平,在给定的旁瓣电平下,主瓣的两个零点之间的宽度最小<sup>[32]</sup>(这类似于天线工程师所熟知的 Dolph-Chebyshev 天线阵列综合技术)。然而,压低旁瓣时会使主瓣展宽,峰值增益降低,但滤波器交叉处的跨越损耗较小。例如,当旁瓣电平为 68dB 时,主瓣两个零点之间的宽度是半功率宽度的 3.5 倍,峰值比采用均匀加权的滤波器低 2.1dB。

为了进一步减少杂波,特别是那些在零频或杂波频谱线为 prf 整数倍附近的滤波器杂波,可在滤波器组的前面加上一个简单延迟线对消器,如频率响应为  $\sin^2(\pi f T_p)$  的三脉冲对消器。这是一种补偿滤波器组没有把副瓣降到所需程度的能力的办法。图 3.27(a)示出三脉冲对消器级联一个均匀加权的 8 脉冲多普勒滤波器组所得的改善因子。图 3.27(b)与图 3.27(a)一样,但它是关于 25dB 的切比雪夫权重<sup>[29]</sup>的,图中的点线表示全部滤波器的平均改善因子。

### 其他缺点

除了难于获得低旁瓣和大改善因子外,与前面讨论的简单延迟线对消器相比,多普勒滤波

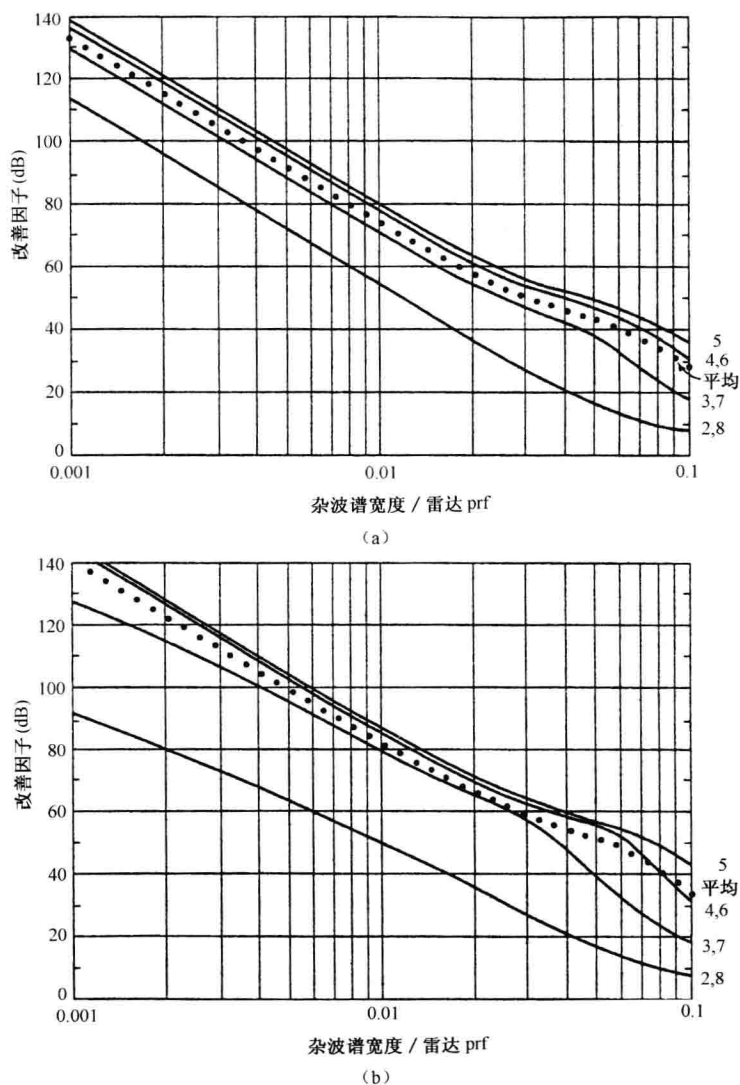


图 3.27 后跟 8 脉冲多普勒滤波器组的三脉冲对消器的改善因子。(a)均匀幅度加权,(b)25dB 切比雪夫加权。虚线表示所有滤波器的平均改善因子(引自 Andrews<sup>[29]</sup>)

器组要复杂得多。通常性能越高,要求的脉冲数也越多。当使用两个或多个 prf 提取真实径向速度时,还要求大的信-噪比。相对于滤波器中心的峰值响应,相邻滤波器交叉处的信-噪比会有减小,这称为跨越损耗。然而,正如本章开始部分所列举的,多普勒滤波器组有延迟线对消器所不具备的优点,因而被使用。

### 3.5 数字 MTI 处理

MTI 滤波器设计的大部分基本理论是在延迟线对消器为模拟声表面器件的时候得出的。复杂的 MTI 多普勒滤波器难于用模拟的方法实现。因此,MTI 雷达中延迟线对消器中的延

延迟很少超过两条。然而,20世纪70年代早期开始的数字技术的迅速发展,允许通过存储器存储数字信号以获得任意长的延时,从而大大增加了雷达信号处理工程师的选择余地。现在,具有多条延迟线的数字多普勒滤波器已可实用,从而当有大量脉冲可用于处理时,复杂滤波器很容易实现。因此,在只有模拟延迟线可用时,MTI多普勒滤波器的理论只有学术上的意义,而现在利用数字方法能非常容易地实现。除了使复杂滤波器的设计成为实际可行外,数字MTI处理还有下面的优点。

(1)“盲相补偿”。盲相是回波信号与MTI基准信号之间的相位差。它带来处理上的损耗。盲相补偿通过 $I$ 和 $Q$ 处理(同相和正交)实现,在MTI处理中早已知道 $I$ 和 $Q$ 处理是有用的,但难于用模拟的方法实现。

(2)与声表面延时器件相比,可获得更大的动态范围。

(3)通过数字方法中的精确定时可以消除声表面器件中温度变化所带来的延时变化。

(4)数字存储器的延时时间与雷达prf的同步不会存在任何问题,而声表面器件难于处理这个问题。

(5)数字方法特有的灵活性能使信号处理器非常容易地实现多种不同特性的滤波器。数字处理器能设计成可再编程的。

(6)数字MTI比模拟MTI更稳定、更可靠,在外场使用时要求的调整更少。

数字处理虽没有模拟延迟线的严重弱点,但有一些其他的特性需要理解,以便完全地利用它的性能来改善MTI雷达中的多普勒处理。

### 盲相和 $I$ 、 $Q$ 通道

MTI雷达的方框图如图3.7所示,有单个相位检波器和滤波器通道。当采样具有多普勒频移的信号时,如果采样值不在正弦信号的正、负峰值上,这种单个相位检波器和处理通道会带来损耗。当多普勒信号和采样频率为prf的采样之间的相位导致损耗时这个相位称作盲相,盲相不同于前面讨论的盲速。如图3.28(a)所示,当每次的采样脉冲出现在多普勒周期的同一点时,才会发生盲速。盲相带来的损耗由图3.28(b)说明。在这个特殊的例子中,采样信号具有相同的幅度,而采样间隔使脉冲 $a_1$ 减脉冲 $a_2$ 时结果为零。然而,当脉冲 $a_2$ 减去脉冲 $a_3$ 时,会产生有限的输出,而 $a_3$ 减去 $a_4$ 的结果为零,如此等等。这样,在这个特殊的例子中,损耗了一半的信号能量。如果增加一个完全一样的处理通道并将coho(基准信号)移相 $90^\circ$ ,可收回另一半的信号能量。增加的第二个通道称作 $Q$ 通道,或正交通道,原来的通道称作 $I$ 通道或同相通道。如果 $I$ 通道的coho信号为 $\sin 2\pi f_{if}t$ ,则 $Q$ 通道的coho信号为 $\cos(2\pi f_{if}t)$ , $Q$ 通道移相 $90^\circ$ 后的结果如图3.28(c)所示。 $I$ 通道中输出为零的脉冲对,现在在 $Q$ 通道产生有限的剩余信号,同样, $I$ 通道中有限剩余信号的脉冲对,在 $Q$ 通道的输出为零。 $I$ 通道失去的东西可通过 $Q$ 通道回收,反之亦然。 $I$ 、 $Q$ 通道的结合导致没有损耗的均匀输出。

图3.28(b)和(c)是一个特殊的情况。盲相的另一个非常特殊的情况是prf为多普勒频率的两倍(不是盲速),并且在 $I$ 通道中采样发生在多普勒信号的过零处,这种情况如图3.28(d)所示,没有信号输出。在图3.28(e)所示的 $Q$ 通道中,prf被移相 $90^\circ$ ,采样发生在多普勒信号的正、负峰值,所得的信号最大。在一个通道失去的信号可以通过另一通道恢复。

### 组成框图

具有 $I$ 、 $Q$ 通道的数字MTI多普勒信号处理器的框图如图3.29所示。中频放大器的输出信号分成两个通道。每个通道的相位检波器提取多普勒频移后的信号, $I$ 通道的多普勒信



号表示为  $A_d \cos(2\pi f_d t + \phi_0)$ , 用  $\sin$  代替  $\cos$  可得  $Q$  通道的信号。然后信号通过模-数(A/D)变换器数字化。在 A/D 变换器之前一般需要采样保持电路, 以使更有效地数字化。采样保持电路通常与 A/D 变换器位于同一个芯片(一些 A/D 变换器例如闪速型, 不需要采样保持电路<sup>[33]</sup>), 数字信号存在存储器内作所要求的延时(s)后, 采用适当的算法进行处理以提供希望的多普勒滤波。多普勒信号的幅度由  $I^2 + Q^2$  开方计算。有时为了简化, 可用两个通道的幅度之和  $|I| + |Q|$  代替, 或者取两个通道中的幅度最大者<sup>[34]</sup>。图 3.29 中的  $I$ 、 $Q$  处理器具有平方律检波特性。取  $|I| + |Q|/2$  和  $|Q| + |I|/2$  的最大者可近似线性检波器。

如果需要, 单极性合成输出信号可以通过数-模(D/A)变换器变为模拟信号, 作显示用, 否则, 数字输出信号可作进一步处理。

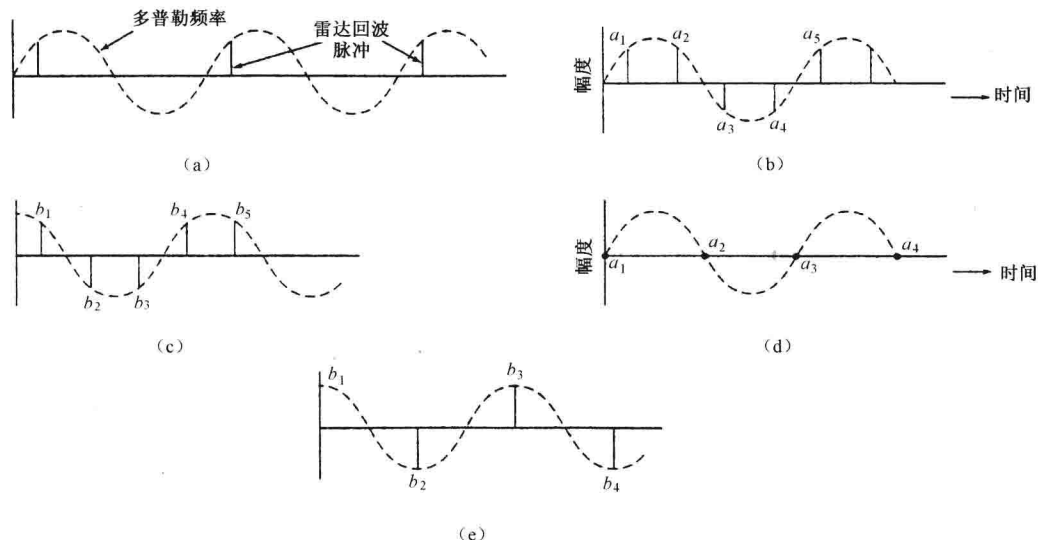


图 3.28 (a)MTI 雷达中盲速举例, 目标的多普勒频率等于  $\text{prf}$ ; (b)  $I$  通道中盲相效应举例; (c)  $Q$  通道中盲相效应举例; (d) 盲速的另一个特殊例子的  $I$  通道,  $\text{prf}$  是多普勒频率的两倍, 而采样的相位是根本就没有响应的相位, 因为采样是在多普勒频率的零点上, 检测不到任何东西; (e) 在 (d) 例的  $Q$  通道中, 在多普勒频率的正、负峰值上进行采样, 使得信号能够完整恢复

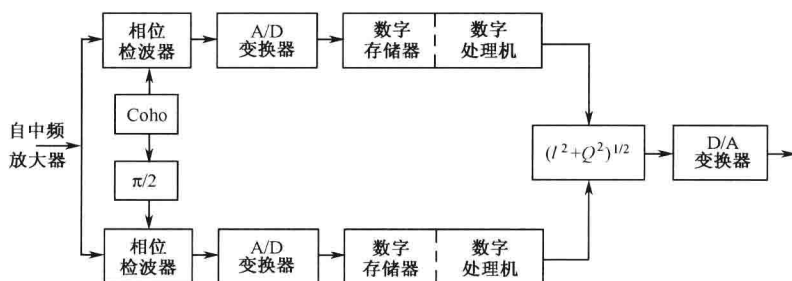


图 3.29 数字 MTI 多普勒信号处理机框图

根据要求的采样速度和位数, A/D 变换器的实现有几种方法。由于具有两个通道( $I$  和  $Q$ ), 因此每个通道的采样频率可为奈奎斯特采样频率的一半, 一般这将使变换器的实现更加

简单(奈奎斯特采样频率是信号带宽的两倍)。A/D 变换器的量化电平个数一般为  $2^N$ 。在相同分辨力的情况下,D/A 变换器通常比 A/D 变换器更容易实现。现有的 A/D 变换器技术有时对 MTI 性能有严重的限制,但这方面的技术一直在不断进步。例如,16 位 A/D 的采样频率可以是几 MHz,14 位 A/D 可以为 50MHz,12 位 A/D 可能为 100MHz,而 8 位 A/D 可能为 1GHz。

中频放大器的输出电平通常被限幅,以便与 MTI 改善因子(如 3.7 节中的)和 A/D 变换器的动态范围相一致。因此,中频放大器是线性限幅放大器。限幅意味着必须知道信号的最大偏移范围,以便 A/D 变换器的设计能覆盖这个偏移。输入信号不允许超过 A/D 变换器的动态范围,否则输出信号会退化,并产生严重的谐波<sup>[35]</sup>。

#### A/D 变换器对改善因子的限制

在 A/D 变换器中,位于同一量化级的模拟信号量化后变为相同的数字。由于伴随信号的噪声均方根值通常大于 A/D 变换器的量化级,从脉冲到脉冲的数字会发生类似噪声的稍微改变。因此,模拟信号的量化导致噪声或不确定性,称为量化噪声,它限制了 MTI 的改善因子。Shrader 和 Gregers-Hansen<sup>[36]</sup>给出了量化噪声对改善因子的限制为

$$I_q = 20\log[(2^N - 1)\sqrt{0.75}] \quad (\text{dB}) \quad (3.35)$$

式中, $N$  是 A/D 位数。每位约为 6dB(在幅度分辨力方面,每位代表两倍)。因此,理论上,10 位 A/D 使改善因子限制在 60dB 左右。实际上为了达到希望的性能,A/D 变换器的位数通常要比设计的位数多一、二位。

式(3.35)表示的对改善因子的限制是在假设量化误差在脉冲与脉冲之间相互独立而得出的。这个假设在均方根噪声比量化步进量更大时成立。如果脉冲之间的杂波采样是相关而不是独立的,Glen Preston 指出这时将存在一个减少量化噪声的沉寂效应。Brennan 和 Reed<sup>[37]</sup>推导出沉寂效应的表达式,它是相关系数的函数。他们发现沉寂效应比较小。当沉寂效应发生时,量化步进量与均方根噪声相比较,这是在实际的雷达系统中为了取得最好性能所不喜欢的条件。

#### 动态范围

动态范围是一个 A/D 变换器在不饱和情况下所能处理的最大信-噪比。相对于量化步进的噪声电平影响 A/D 的动态范围。可以得到的动态范围(功率比)如下<sup>[35]</sup>

$$\text{动态范围} = 2^{2N-3}/k^2 \quad (3.36)$$

式中, $N$  是 A/D 变换器的位数(包括符号位), $k$  = 均方根噪声电平除以量化电平。 $k$  越大动态范围越小, $k$  小于 1 意味着在 A/D 变换器输入端的接收机噪声小于量化噪声,这会导致可检测性的损耗,通常情况下  $k$  为 1 或 2。当  $k$  为 2 时(Shrader 和 Gregers-Hansen 所推荐的值),根据式(3.36),10 位 A/D 的动态范围是 45.2dB,这比按每位 6dB 所得 60dB 的改善因子小得多。如果改善因子的限制取为  $2^{2N}$ (每位 6dB), $k=2$  时,式(3.36)所给出的动态范围比改善因子小大约 15dB,因而对改善因子的限制可能由式(3.36)的动态范围决定,而不是由通常每位 6dB 的量化噪声限制决定(这就是为什么实际上,当改善因子的限制取每位 6dB 时,A/D 变换器通常要增加一位或更多位的原因)。

#### 其他的限制

在上面的大部分讨论中,都假设 A/D 变换器和 I、Q 检波是理想的。当要求比较好的 MTI 性能时,有几个实际条件必须加以考虑。误差和性能降低可由下面的原因产生<sup>[35,38]</sup>:① I 和 Q 通道的参考信号之间的相位差不是  $90^\circ$ <sup>[39]</sup>;② 两个通道的增益和相位不平衡;③ 采样

保持电路中的定时信号的抖动;④ A/D 变换器是非线性的<sup>[40]</sup>;⑤ 采样点没有处于滤波器输出信号峰值产生的距离跨越损耗。

由于  $I$ 、 $Q$  通道不能在相位、幅度以及频谱方面精确匹配而产生的性能下降,通过把单通道信号下变频(通过混频从中频或射频向下)以取得同相和正交通道而会大大减少。过去已经提出几种进行这种形式带通采样的方法,有时也称数字下变频。Rader<sup>[41]</sup>所提出的一个技术,可用于将带宽为  $B$  的带通信号从中频或射频下变频(混频)到  $B$  的中心频率<sup>[41]</sup>。信号以  $4B$  速率进行采样。两个滤波器用一对  $90^\circ$  的相位分配网络实现,分配网络具有几个对称性以减少运算量。所得同相和正交采样的输出速率为  $B$ ,据称,按奈奎斯特速率( $2B$ )两倍的过采样会使滤波器的实现简单而有效。这种方法仅仅需要一个混频器和 A/D 变换器,但采样快 4 倍。

在另一种基带采样方法中<sup>[43]</sup>,以接近奈奎斯特速率采样的 IF 信号加以内插,然后以存储的许多采样为基础构成同相和正交通道信号。实验表明,与常规的基带  $I$ 、 $Q$  处理相比,这种方法的相位误差可减小一个数量级。

#### 快速傅里叶变换(FFT)

数字滤波涉及傅里叶变换的运用。快速傅里叶变换要求较少的计算量,已经在各种应用中广泛使用。然而,与经典的傅里叶变换相比,快速傅里叶变换存在某些限制。它要求采样数必需表示为  $2^N$ 。如果产生一个滤波器组,则所有的滤波器都具有一样的频率响应,并在频域上均匀间隔,每个滤波器的加权系数不能独立选择,因而滤波器加权系数不是最优的。非 FFT 滤波器的设计具有比较大的灵活性,使非 FFT 的滤波器组能够取得比较大的运动杂波(如雨滴或箔条)衰减。因此,尽管 FFT 可能更快和更简单<sup>[44]</sup>,有时经典傅里叶变换会比 FFT 更具优越性。

#### 使用单通道时由盲相产生的损耗<sup>[45]</sup>

仅用一个通道时,正如本章前面讨论  $I$ 、 $Q$  处理器时所提到的特殊情况,盲相的影响会使信号的损耗介于信号的完全失去与没有损耗之间。目标没有起伏时,在检测概率为 0.5、0.9,而虚警概率为  $10^{-6}$  的情况下,单通道处理产生的损耗分别为 2.8dB 和 13.7dB<sup>[34]</sup>。如果目标脉冲至脉冲的起伏服从瑞利(Rayleigh)概率密度函数分布(Swerling 情况 2),且检波后的积累脉冲数从 2 到 8 个,当检测概率为  $0.5 < P_d < 0.9$ ,而虚警概率为  $10^{-6} < P_{fa} < 10^{-10}$  时,则仅用一个单通道所带来的损耗约为 2.4dB。如果积累的脉冲非常多(大于 1000),则损耗接近 1.5dB。当目标的起伏满足 Swerling 情况 1 的条件时,检波后仅积累 2 个脉冲的单通道处理会有 3.2dB 损耗<sup>[46]</sup>。积累的脉冲数超过 20 的损耗为 2dB。

从上面的讨论可以得出结论:单通道会带来中等程度的损耗。当减小硬件的复杂性比较重要时,采用单通道处理也是可以接受的。这个结论是在 MTI 雷达发展的初期得出的(20 世纪 50 年代和 60 年代),那时的延迟线对消器为模拟对消器。然而,随着数字 MTI 处理的发展,硬件复杂性变成极少需要考虑的一个问题,以至于总是采用  $I$ 、 $Q$  两个通道。因此,数字处理器的框图中几乎总是画出  $I$  和  $Q$  处理。

### 3.6 运动目标检测器

运动目标检测器(MTD)是 MTI 处理系统利用数字技术提供的各种能力改善杂波中运动目标检测的一个例子。MTD 最先由麻省理工学院的林肯实验室研制出来,用于机场监视雷

达(ASR),以便在重要机场 60 海里周围实现局部空中交通管制。MTD 的引入代表了利用雷达在杂波背景中检测飞机的一个革新和重大的进步。

### 最初的 MTD<sup>[47~49]</sup>

最初的 MTD 概念是为类似于 FAA 的 ASR-8 雷达设计的。这种雷达工作在 S 波段(2.7~2.9GHz),脉冲宽度为  $0.6\mu\text{s}$ ,方位波束宽度为  $1.35^\circ$ ,天线转速为 12.8rpm,平均 prf 和平均功率分别为 1040Hz 和 875W。ASR-8 使用 4 个参差 prf,但 prf 的参差与 MTD 并不同时使用。最初的 MTD 包括如下几方面。

(1) 八脉冲 FFT 数字滤波器组,前接三脉冲延迟线对消器。三脉冲对消器减小多普勒滤波器组所需处理信号的动态范围,并且补偿多普勒滤波器中缺乏的对静止杂波的充分抵消。运动目标和运动气象杂波出现在不同的多普勒滤波器中时,滤波器组可将它们分开。

(2) 通过频域加权压低滤波器旁瓣,以便更好地衰减杂波。

(3) 用参差 prf 来消除盲速和从气象杂波中提取目标回波。

(4) 自适应门限利用了杂波的非均匀性。

(5) 杂波图可检测具有零径向速度的横向飞行目标,否则,常规 MTI 会把它们抵消。

(6) 关于同一目标的多个报告的质心可用于更精确的位置测量。

处理器总的距离覆盖为 47.5 海里。

MTI 处理器前接大动态范围的接收机,以避免限幅引起的改善因子减少(3.7 节)。接收机 IF 放大器输出的信号输入 I、Q 相位检波器。A/D 变换器在那儿将模拟信号变为 10 位的数字字。图 3.30 是 MTD 的组成框图,框图的意义变得比较明确之前可能需要进一步的解释。

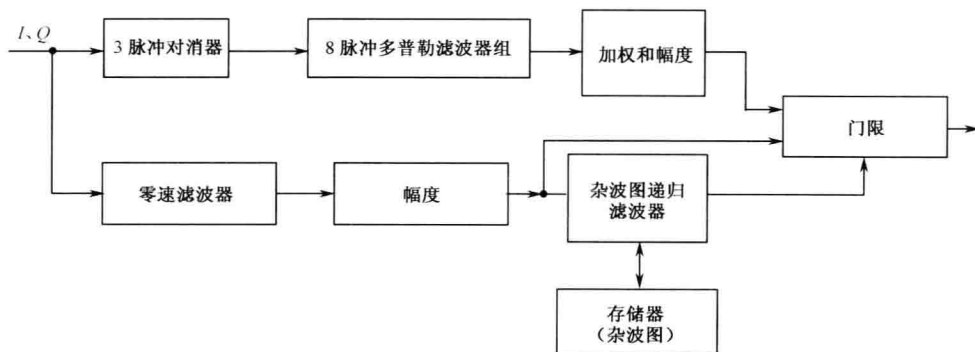


图 3.30 最初的运动目标检测(MTD)信号处理机框图

**相干处理间隔(CPI)** 距离量化为  $\frac{1}{16}$  海里的间隔,近似等于脉冲的距离分辨力。方位角

量化为  $\frac{3}{4}$  度的间隔,大约为半波束宽度。因此,在 47.5 海里的距离覆盖范围内,总共有

365 000 个距离-方位分辨单元。在每个  $\frac{3}{4}$  的方位单元内,以恒定 prf 总共发射 10 个脉冲。在

接收端,这 10 个脉冲称作相干处理间隔(CPI)。CPI 的 10 个脉冲通过前接三脉冲延迟线对消器的 8 脉冲滤波器组进行处理。滤波器组产生 8 个相邻的滤波器,然后产生 2920 000 个距离-方位-多普勒分辨单元。这些分辨单元中的每一个拥有各自的自适应门限(后面将描述),门限

由目标附近的杂波量控制。在接着的下一个  $\frac{3}{4}$  方位单元中,由 10 个脉冲构成的 CPI 的 prf 被

改变,以消除盲速和露出被运动气象杂波掩盖的运动目标(后面将描述)。每 10 个脉冲(每半个波束宽度)改变 prf 可消除二次反射杂波,这种杂波通常使利用 prf 脉冲到脉冲参差的常规 MTI 的性能下降。

**滤波器组** 滤波器组通过 FFT 实现。尽管在 CPI 中有 10 个脉冲,但仅有 8 个多普勒滤波器组。由于三脉冲对消器在抵消杂波之前需要 3 个脉冲,第一和第二个输出脉冲被抛弃。因杂波抵消开始前需用脉冲“填充”对消器,所以这些抛弃的脉冲称作填充脉冲。

FFT 滤波器组中每个滤波器的频率响应为  $\sin x/x$  函数形状,第一旁瓣电平低于峰值 13.2dB。旁瓣电平较高,通常不能对附近目标或杂波有足够的抑制。在 MTD 处理中,通过将每个滤波器的输出减去两个相邻滤波器输出的  $\frac{1}{4}$ ,可减少旁瓣电平<sup>50</sup>[如果 A、B 和 C 分别表示 3 个相邻滤波器未加权的输出,则加到滤波器 B 的加权输出为  $B - (A/4 + C/4)$ ]。

如果设计的滤波器组可对静止和运动杂波产生所需的衰减是理想的,则不需要三脉冲对消器。然而,在最初的 MTD 中,取消 3 脉冲对消器是不可能的。在图 3.30 的框图中,幅度是指算式  $(I^2 + Q^2)^{1/2}$ ,或者它的近似。

**杂波图** 常规 MTI 处理消除静止杂波,但也消除横向(与雷达视线方向垂直)飞行的飞机目标。横向飞行引起飞机的径向速度为零。飞机横向飞行时相对于雷达来说处于被侧视方向,具有相对较大的散射面积。这种情况的发生是不幸的。借助于存储在数字存储器中的杂波幅度构成的杂波图,MTD 利用大的散射面积检测在简单 MTI 雷达丢失的目标。杂波图建立检测产生零径向速度的空中目标的门限。

如图 3.30 所示,三脉冲对消器消除了速度为零的全部杂波,因而零速度滤波器必须重选,以便产生杂波图。杂波图中 365 000 个距离-方位分辨单元中的每个分辨单元,存储了在最后 8 个扫描(32s)中接收到的零速度滤波器输出的平均值。在每次扫描中,零速度滤波器输出的八分之一与杂波图中存储值的八分之七相加。因此,杂波图通过递归方式构成。为了获得杂波图的稳态值约需 10~20 次扫描。这种扫描数量是必须的,以免飞机的回波影响门限(它们不在一个分辨单元内停留太长)。当雨滴进入扫描区域或者电磁波的传播条件发生变化时,杂波图也要随之而变。杂波图中的值乘以一个恰当的常数构成门限,用以检测具有零径向速度的运动目标。MTD 在应用这种技术检测横向飞行的运动目标方面,非常成功,而横向飞行的目标通常被简单 MTI 处理器抑制掉。

**自适应门限** 正如前面提到的 2 920 000 个距离-方位-多普勒分辨单元中的每个分辨单元都有一个自适应门限,用于从静止或运动杂波中检测运动目标。考虑图 3.31 上部(表示为 prf-1)的 8 个多普勒滤波器(目前只考虑一个 prf 和它的滤波组,忽略图 3.31 的其余部分,它们将在下节讨论),根据滤波器相对于零速度的位置,选择门限有三个不同的准则。

第一个滤波器(中心在零径向速度的滤波器)的门限设置由存储在杂波图中的值确定。滤波器 3~7 的自适应门限由杂波 CFAR 确定,杂波 CFAR 类似于 5.7 节中讨论的,处理过程类似于图 5.7。简要地说,MTD 中的杂波 CFAR 依据目标所在距离单元附近 16 个距离单元的接收信号平均电平确定门限,16 个距离单元对应于感兴趣距离单元前半英里和后半英里。16 个距离分辨单元信号的平均值,乘以一个恰当的常数,构成非零速度滤波器 3~7 中每个滤波器的门限。因此,当雷达脉冲通过空间随着时间传播时,门限根据局部环境连续地调整。剩下的两个滤波器 2 和 8,它们与零速度滤波器相邻,门限选取杂波图和杂波 CFAR 所给门限的最

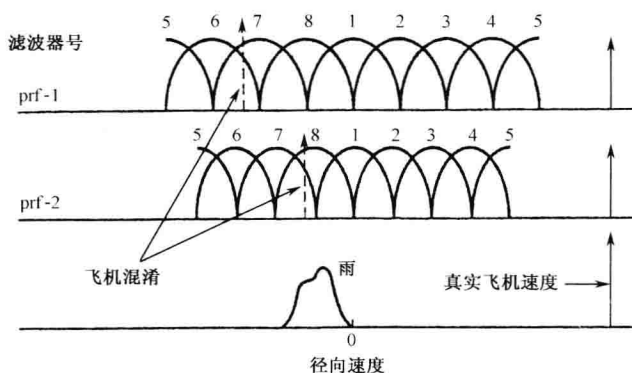


图 3.31 利用两个 prf 和一个多普勒滤波器组检测雨中飞机。图示说明了由于多普勒折叠的缘故,在 prf-1 时飞机回波没有被遮挡,但在 prf-2 时则被雨遮蔽(引自 Muehe<sup>[52]</sup>,1974 年 IEEE 版权)

大值。来自移动杂波的大回波,在使用单个滤波器覆盖多普勒空间的常规 MTI 雷达中可能将它混淆为真实目标,MTD 雷达不能检测它。

**在运动杂波中发现运动目标** 多普勒滤波器组的优点是能够分离运动目标与运动杂波(如雨滴),以便进行检测。来自运动目标的多普勒频移回波通常(但并不总是)有一个大于最大非模糊速度(第一盲速)的径向速度,它的多普勒频率可能折叠进滤波器组中 8 个滤波器的某个滤波器。图 3.31 的 prf-2 显示了这种情况,真实的目标速度位于最大非模糊速度右边的垂直实线箭头。多普勒频率折叠进滤波器 8,如图中虚线箭头所示。雨滴的回波也在滤波器 8 内。因此,在 prf-2 上 CPI 内的飞机回波被遮挡。然而,在 prf-1 上飞机回波折叠进一个不同的滤波器,这种情况下进入滤波器 7,而雨滴的径向速度小于最大非模糊速度,使雨滴回波仍在滤波器 8。采用这种方式,通过 prf 的改变和多普勒滤波器组的使用,可使运动飞机回波出现在至少一个没有雨滴回波 CPI 内。在 MTD 雷达中,改变 prf 约 20% 用于露出飞机回波(来自大雨的 S 波段回波的典型谱宽约为 25~30 节,根据风的情况和天线指向,谱的中心可能位于 -60~+60 节之间<sup>[51]</sup>)。

**干扰和饱和** 附近的雷达来的脉冲可能被雷达接收,在通常作为一个 CPI 来处理的 10 个脉冲当中,它们以大信号形式出现。在 MTD 雷达中,干扰消除器将 10 个脉冲的平均幅度与每个脉冲的幅度比较。如果任何脉冲的幅度大于均值的 5 倍,则来自它的距离-方位单元的信息被丢弃。饱和和检波器检测处理间隔内的 10 个脉冲的任何一个是否使 A/D 变换器饱和,如果饱和,则那个特定 CPI 中的全部 10 个脉冲将被丢弃。

**后处理器质心** MTD 处理器输出的是一个发现报告。它包含目标回波的{方位、距离和幅度,以及滤波器号数和 prf。在一次特定的扫描中,一架大飞机的回波,可能从多个多普勒滤波器、几个相干处理间隔和从相邻的距离单元发现。单个大目标可能产生多达 20 个发现报告<sup>[52]</sup>。后处理器将来自同一个目标的全部报告汇总,然后通过插值估计目标的方位、距离、幅度和径向速度。目标报告传送给自动跟踪计算机之前,目标的幅度和多普勒频率用作消除小散射面积和低速度回波(如鸟和昆虫)的基础。自动跟踪器也删除不能构成逻辑航迹的假报告,自动跟踪器的输出给操作人员显示。由于 MTD 处理器消除了大量的杂波,具有低的虚警概率,它的输出可以可靠地传送到另一个地方,如果希望的话,可通过窄带电话线



传输。

**性能** 最初的 MTD 在机场监视雷达(ASR)上测得的改善因子约为 45dB,据有关资料记载,比采用 IF 限幅放大器的 ASR 常规三脉冲 MTI 处理器增加 20dB。另外,MTD 在零速和盲速有更窄的杂波抑制凹口,MTD 已经证明是一个重要的从静止和运动杂波背景中检测运动目标的雷达的设计模型。

### 第二代 MTD<sup>[53]</sup>

与任何一项电子技术发展一样,最初的 MTD 在第一次研制时使用了当时可以得到的技术。随着数字硬件技术的快速发展,不久出现了改良的 MTD。早期的硬件处理器被并行微编程处理器(PMP)代替,可对雷达的整个 60 海里距离进行处理。第二代 MTD 的特点归纳如下。

(1) 滤波器组以推广的横向滤波器形式实现而不是以 FFT 实现,以便在滤波器设计方面更灵活和减小多普勒滤波器旁瓣。

(2) 滤波器前接两脉冲延迟对消器(而不是原来的三脉冲对消器)。

(3) 零径向速度滤波器也设计为横向滤波器,采用切比雪夫准则在非零多普勒滤波器没有覆盖的多普勒空间部分产生相对均匀的滤波器增益。

(4) 杂波图在每个距离-方位单元都有一个单元,而不是每个距离 CPI 一个单元。

(5) 非零滤波器基于 Delong 和 Hoffstetter 的方法(在参考文献 53 中提到),它们提供的旁瓣电平比原来的 MTD 低 10dB,因而在雨中有更好的性能。在滤波器组前接两脉冲延迟线对消器时,横向滤波器所要求的位数减少,滤波器权重加上符号只需 3 或 4 位。

(6) CPI 由 8 个脉冲组成。一个 CPI 的周期为  $900\mu\text{s}$ ,而其他的为  $1100\mu\text{s}$ 。prf 是 1111Hz 和 909Hz。

(7) 相关和插值算法把距离、方位和多普勒的过门限信号聚集在一起,以便在一个报告内提供雷达可观察的单个目标的最好值,不管目标是飞机、汽车还是鸟。目标信号强度及距离、角度和多普勒频率都是可观察值。多普勒插值是 8 个多普勒单元所在带宽的六十四分之一。

(8) MTD 门限之后的区域 CFAR 消除单个 CPI 虚警。虚警由信号处理算法没有抵消的鸟、干扰和气象杂波产生。

(9) 扫描到扫描的相关器是一个自动跟踪器。它排除从扫描到扫描的行为不像飞机的目标,包括低速度目标回波和从扫描到扫描缺乏空间相关性的目标回波。扫描到扫描的相关器判别一个航迹是否具有足够的质量,以便将它的数据送去显示。

装在麻省理工学院林肯实验室的 ASR-7 上的第二代 MTD 实验演示表明,PMP 处理器在每个扫描中,由雷达覆盖范围内的大约 3 000 000 单元内产生大约 500~600 次距离-方位-多普勒过门限。每个飞机目标典型地有 5~15 次过门限。

早期 MTD 的 FFT 限制了所得到的滤波器特性的类型,为了降低成本牺牲了性能。在第二代 MTD 中通过使用 FIR 滤波器,滤波器组中每个滤波器的频率响应可以构成希望的形状。8 脉冲 FIR 滤波器仅仅需要一个填充脉冲,而不是 10 脉冲 FFT 中的两个填充脉冲,所浪费的功率更少。脉冲数的减少也允许在更短的观察时间获得更好的性能。

第一代和第二代 MTD 都是由麻省理工学院的林肯实验室研制出来的。MTD 概念在 ASR-9 上进一步改进为第三种配置。ASR-9 是西屋公司(后来称作诺斯罗普-格鲁曼公司)为美国联邦航空局研制的机场监视雷达。



### ASR-9 上的第三代 MTD<sup>[54,55]</sup>

MTD 概念第一次在实际的空中交通管制中应用是 ASR-9 雷达,部署在美国的主要机场和全世界的其他地方。它利用了林肯实验室第二代 MTD 的基本理念和西屋公司作的重大扩展。

在 ASR-9 中两个 CPI 的脉冲周期不相等,周期之比为 9/7。较长脉冲周期的 CPI 处理 8 个脉冲,而较短脉冲周期的 CPI 处理 10 个脉冲,总共 18 个脉冲。不同的脉冲数允许两个 CPI 覆盖的多普勒空间比早期 MTD 中两个 CPI 的不等覆盖更相等(滤波器画在图 3.31 中)。在雷达的半功率波束宽度内大约收到 21 个脉冲,但仅仅 18 个脉冲用来建立控制虚警率的杂波图。滤波器权重为 12 位,而不是林肯实验室 MTD 中所用的 5 位权重。这使设计的滤波器在抑制雨滴时能达到 40dB 的多普勒旁瓣,并使重杂波滤波器的杂波抑制度(相对噪声)达到 44dB。对山区杂波,采用了另一种滤波器设计以提供 52dB 的杂波衰减,所付出的代价是对雨滴杂波抑制的减少。使用了灵敏度时间控制(STC)来减小超过系统动态范围的那些大杂波。

与早期的 MTD 相比,雷达的距离和方位分辨力得到改善。在一个简单的 CFAR 系统中,当有两个靠近的目标时门限增大,从而降低在距离上分辨它们的概率。然而,ASR-9 的 CFAR 算法,通过干扰(决定门限)的估计忽略掉最强的一组抽样,以防止回波强度差不多的相邻目标抬高门限。如果不忽略这组抽样,两个目标将不能被分辨,只有更大的目标才能被检测。

当检测到的目标在方位上跨过两个波束宽度时,方位上的响应形状将与单个目标所期望的响应形状相比较。如果与所期望的响应形状存在大的偏差,就说明扩展的方位信号标志是由两个目标引起的,从而提高分辨力。

**MTD 的精度<sup>[56]</sup>** 早期 MTD 的精度不如常规扫描雷达的精度。在早期的 MTD 中,角度是在两个 CPI 的基础上决定的,而不像扫描雷达通常做的那样,采用全部目标脉冲并且通过波束分裂来估计它的中心。

在西屋公司即第三代 MTD 中,一架典型的飞机可能在距离、方位、多普勒和幅度产生 35 次单个的过门限(称为原始报告),而一架大飞机可能产生 100 个这样的报告。这些报告通过求距离、方位、多普勒和幅度的中心,产生目标的距离、方位、多普勒和幅度的单个报告。雷达还必须提供角度的精确测量且能分辨两个邻近的目标。分辨不等大小目标的算法在第三代 MTD 中得到发展,使方位上间隔小于两个波束宽度的目标和距离上间隔小于两个距离单元的目标能够分辨,两个距离单元是  $\frac{1}{8}$  海里<sup>①</sup>。由于大目标可能影响 5 个距离单元,MTD 中的距离分辨力可用脉冲形状匹配的简化形式得到。对于方位分辨和角度估计,依据数据的角度范围,可采用四个算法中的一个。四个中最复杂的一个当根据 3 个或更多相同 prf 的 CPI 获得目标的原始报告时,使用了波束形状匹配算法。算法中原始报告的典型数大于 30。均方根角度精度据说约为 0.04 波束宽度。

当接收信号的强度如此之大,以致使 A/D 变换器产生饱和时,求目标质心的精度和分辨两个目标的能力将下降。在前两代 MTD 中,被大目标或干扰信号饱和的任何 CPI 将被丢弃。然而,人们发现,由于丢弃 CPI 会使目标报告提前终止,引起目标分裂。西屋公司的 MTD 在数据饱和时通过提供关于它存在(而不是什么没有)的信息,避免了这个问题的发生。

<sup>①</sup> 通常人们认为一部好的雷达是指能分辨两个相隔至少 0.8 个波束宽度且尺寸相等的两个目标。类似地,在没有 CFAR 的情况下,也可在距离上将至少相隔 0.8 个脉冲宽度的两个目标分开。

### 发现或原始报告

在前面各种 MTD 演变的讨论中,一架飞机产生的发现报告或原始报告的数字有各种值。根据本节援引的参考文献,这些值在 15~100 之间变化。显然,这些数字与雷达所用的 MTD 类型、所用的雷达和所进行的试验的性质有关。

### 拓展到其他雷达

上面所述的三代 MTD 系统非常适合于 S 波段中程机场监视雷达。MTD 系统已经改成使用固态发射机,像在 ASR-12 空中交通管制雷达中一样<sup>[57]</sup>。尽管构成 MTD 的单项技术对其他空中监视雷达也可应用,但要将上面所述的整个 MTD 系统用于远程雷达,或者那些工作在其他频率的雷达是非常困难的。这里所述的 MTD 概念中的一些特点可能不适合用于军用空中监视雷达,因为它们可能使雷达更易受到电子对抗的攻击。

## 3.7 MTI 性能的限制

本节将考虑如下因素引起的 MTI 雷达性能下降:

- ① 天线扫描调制;
- ② 杂波的内部波动;
- ③ 设备不稳定;
- ④ 限幅。A/D 变换器和数字处理其他方面的不利影响在 3.5 节中已作过讨论。

要讨论的对 MTI 性能的限制引起杂波谱展宽。这时更多的杂波能量通过多普勒滤波器,降低了改善因子。如果杂波功率谱密度可表示为标准偏差为  $\sigma_c$  的高斯函数,其中  $\sigma_c$  的单位为 Hz,则由前面式(3.14)可知,杂波功率谱密度为

$$W(f) = W_0 \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_c^2}\right) \quad (3.37)$$

式中,  $W_0$  是  $f=0$  时杂波功率谱密度的峰值。杂波标准偏差有时通过径向速度表示为  $\sigma_v$ , 单位为米/秒,两者的关系为  $\sigma_c = 2\sigma_v/\lambda$ ,  $\lambda$  是单位为米的波长(用速度表示的标准偏差  $\sigma_v$ , 有时并不总是与风吹杂波的频率无关)。如果 MTI 滤波器的频率响应为  $H(f)$ , 杂波衰减可表示为(重复式(3.15))

$$CA = \frac{\int_0^\infty W(f) df}{\int_0^\infty W(f) |H(f)|^2 df} \quad (3.38)$$

将杂波衰减与滤波器平均增益相乘,可得式(3.20)的改善因子。

当杂波谱为高斯函数时,单延迟线和双延迟线的改善因子已在 3.2 节中导出。 $n$  延迟线对消器改善因子的一般表达式为式(3.23),即

$$I_f \approx \frac{2^n}{n!} \left( \frac{f_p}{2\pi\sigma_c} \right)^{2n} \quad (3.39)$$

式中,  $f_p$  是脉冲重复频率或 prf。当杂波谱为高斯函数时,我们将采用这个表达式来决定改善因子。

如果杂波的展宽由  $N$  个不同的因素决定,并且每个因素服从高斯分布且相互独立,则总的标准偏差为

$$\sigma_c = (\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \cdots + \sigma_N^2)^{1/2} \quad (3.40)$$

式中,下标是指各种影响,如振荡器稳定性、A/D 变换器的量化和天线扫描调制等因素。当多个因素对总改善因子有影响时(不论杂波谱是否为高斯的),总的改善因子为

$$\frac{1}{I_f} = \frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2} + \frac{1}{I_3} + \cdots + \frac{1}{I_N} \quad (3.41)$$

式中,  $I_i$  代表每种因素对改善因子的限制。

### 天线扫描调制

当脉冲雷达的天线扫描时,从目标或杂波散射源收到的回波信号的持续时间为  $t_0 = n_B / f_p$   $= \theta_B / \dot{\theta}_s$ ,  $n_B$  是收到的脉冲数,  $f_p$  为脉冲重复频率,  $\theta_B$  为天线波束宽度,  $\dot{\theta}_s$  是单位为度/秒的天线扫描速率,频谱带宽与持续时间  $t_0$  成反比。由此,即使杂波散射源是完全静止的,且雷达设备没有不稳定性,但由于回波信号的持续时间有限,也会产生有限的频谱扩展。这种限制称为天线扫描调制,但基本上是由在目标上的有限驻留时间产生的。目标的持续时间越长,杂波谱的扩展越少。

天线方向图形状导致的脉冲之间的幅度差异,也是产生杂波剩余的原因之一。这也是天线扫描调制的一部分。在许多 MTI 雷达中,信号的有限持续时间限制了可以得到的杂波衰减,这也是好的杂波抑制需要长的信号持续时间的原因。因而短持续时间信号通常与好的 MTI 性能不相容。

从杂波单元接收的回波信号双程电压波形的幅度将被天线单程电场强度方向图的平方改变。双程电压等于单程天线功率方向图,经常可用高斯函数近似为

$$G(\theta) = G_0 \exp\left(-\frac{2.776\theta^2}{\theta_B^2}\right) \quad (3.42)$$

式中,  $G_0$  为最大天线增益,  $\theta$  和  $\theta_B$  分别是角度坐标和波束宽度。扫描天线波束调制接收脉冲串的幅度。如果天线以速度  $\dot{\theta}_s$  度/秒扫描,通过将式(3.42)中指数的分子和分母分别除以  $\dot{\theta}_s^2$  可得回波脉冲串随时间的调制。然后,取  $\theta_B / \dot{\theta}_s = t$  为时间变量,  $\theta_B / \dot{\theta}_s = t_0$  为信号的持续时间(或在目标上的时间),天线方向图对单个杂波散射单元接收信号回波的调制为

$$s_a(t) = k \exp\left(-\frac{2.776t^2}{t_0^2}\right) \quad (3.43)$$

式中,  $k$  为常数。通过取上式傅里叶变换的平方可得  $s_a(t)$  的功率谱为

$$|S(f)|^2 = K \exp\left(-\frac{\pi^2 f^2 t_0^2}{1.388}\right) \quad (3.44)$$

式中,  $K$  为常数。由于这是指数形式为  $f^2 / 2\sigma_a^2$  的高斯函数,由天线扫描调制引起的杂波谱标准偏差  $\sigma_a$  为

$$\sigma_a = \frac{1}{3.77t_0} = \frac{0.265f_p}{n_B} \quad (3.45)$$

假设  $n$  条延迟线对消器采用级联方式,将上式代入式(3.39),则天线扫描对改善因子的限制为

$$I_f = \frac{2^n}{n!} (0.6n_B)^{2n} \quad (3.46)$$

式中,  $n_B = f_p t_0$  是天线扫过一个散射单元期间接收到的总脉冲数。对单延迟线对消器而言,  $I_f = 0.72n_B^2$ , 而双延迟线对消器为  $I_f = 0.26n_B^4$ 。天线扫描调制对改善因子的限制的曲线示于图 3.32。

即使用不扫描的天线波束也会产生杂波谱展宽,就像相控阵雷达中一样。相控阵雷达的

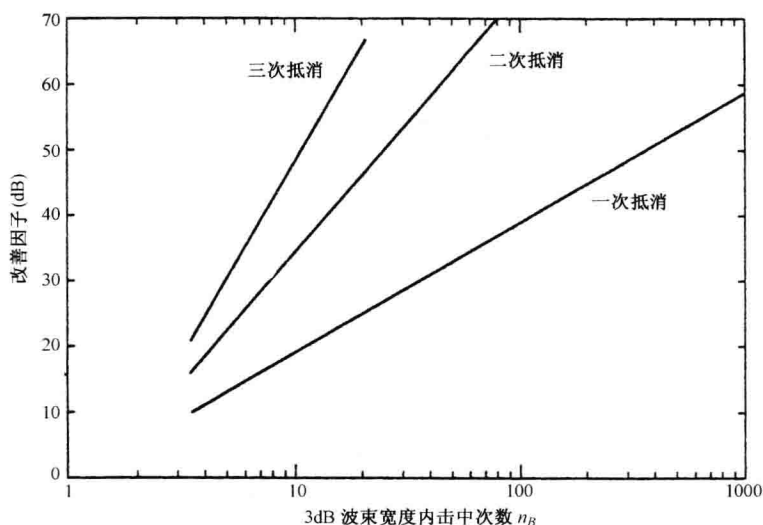


图 3.32 天线扫描或在目标上的有限时间对改善因子的限制,它是半功率波束宽度上接收到的脉冲数的函数。假定天线方向图为高斯形状

天线波束在一个方向驻留有限数量的脉冲时间,然后跳到另一方向驻留固定数量的脉冲(称为步进扫描)。以这种方式所得一批  $N_T$  个脉冲的频谱宽度与在目标上的时间近似成反比关系或  $(N_T T_p)^{-1}$ 。如果采用常规的滤波器来处理,杂波的衰减将不完整,改善因子将会受到限制。如果抵消输出开始前用足够多的填充脉冲初始化滤波器,采用数字处理不会发生这种限制<sup>[58]</sup>。例如,在三脉冲二项式对消器中(早期 MTD 中采用),有两个填充脉冲,有用脉冲直到第三个脉冲处理完时才输出。对噪声中的检测而言,这两个填充脉冲的能量并没有利用。

### 杂波的内部调制

前面已经假设杂波是完全静止的。从山、岩石、建筑物、水塔、栅栏、茂盛的树林和裸露的山丘的回波通常都可视为静止的。然而,许多其他的杂波源可能处于运动状态。这些运动杂波包括从海上、雨滴和箔条的回波,以及被风吹动的树木、大的植物和结构的回波。被风吹动的树木和植物的回波幅度和相位会产生波动,导致杂波回波谱的展宽,限制了可以取得的 MTI 改善因子,这节将讨论这方面内容。

杂波谱的第一个模型在二次世界大战中提出,建立在高斯函数的基础上<sup>[59]</sup>。高斯杂波谱与早期的实验杂波测量相吻合,数学上相对容易处理,一直深受喜爱。后来,当使用更灵敏的雷达时,发现实验所测杂波谱并不随着频率的增加而像高斯函数预测的那样快速减少。因此使用这个模型所得雷达性能过于乐观,在零多普勒频率的杂波谱值低于杂波谱峰值 15~20dB 时,这种情况开始发生。为了解释测量的杂波谱数据,提出了下降没有高斯函数快的幂律模型。这种模型是对杂波谱高斯模型的改进,但当使用更灵敏的现代雷达,使零多普勒频率处低于峰值 60~80dB 的杂波值的测量变成可能时,发现幂律假设并不能适当地描述峰值下 35~40dB 之外的测量。风吹杂波的实验测量发现,杂波值比幂律预测的下降更快。因此,幂律预测的雷达性能过于消极,在高性能 MTI 雷达的设计中导致过分的要求。后来发现,指数模型能够恰当地代表一直到峰值下 80dB 这样一个宽动态范围的杂波谱测量。尽管在宽的动态范围内没有单个模型能够吻合全部的数据,但对许多实验条件和大动态范围值而言,在提出的

解释风吹杂波实验测量的模型中,指数模型似乎是最好的。下面将依次讨论这三种杂波谱模型。

**高斯谱** 高斯模型过去广泛地用于杂波频谱的描述,特别是风吹动的陆地杂波。高斯模型能够方便表示和容易处理。当所要求 MTI 改善因子不大时,高斯模型能够相当好地吻合杂波数据。式(3.37)的高斯谱使用方差或标准偏差表示。通常假设风吹杂波回波波动的标准偏差以米/秒表示时与频率无关。单位为米/秒的标准偏差表示为  $\sigma_v$ , 单位为 Hz 的标准偏差可以表示为  $\sigma_c$ 。将标准偏差代入式(3.39),可得使用级联的延迟线对消器时风吹杂波对改善因子的限制。

经常引用的杂波谱高斯模型标准偏差“典型值”是建立在 1GHz 频率的实验测量基础上的,它们由 Barlow 第一次报道<sup>[60]</sup>。

- 茂密树木的小山,风速为英里/小时:1.5Hz(0.22m/s)
- 稀疏树木的小山,平静的天气:0.11Hz(0.02m/s)
- 海面回波,有风的天气:6.0Hz(0.9m/s)
- 雨云:13.4Hz(2.0m/s)
- 箔条:7.1Hz(1.1m/s)

Barlow 考察的杂波性质并没有精确的定义,Barton 给出了杂波谱的  $\sigma_v$  范围如下<sup>[61]</sup>。

- 有树木的山:0.01~0.32m/s
- 海面回波: $v_w/8$ ,  $v_w$  是单位为 m/s 的风速
- 雨滴和箔条:1~2m/s

通过许多数据源的综合,Nathanson<sup>[62]</sup>对森林地貌画出了高斯杂波谱标准偏差作为风速函数的图。标准偏差的均值和 90% 的值可用下面的式子表示

$$\sigma_v(\text{mean}) = 0.0115w^{1.12} \quad (3.47a)$$

$$\sigma_v(90\%) = 0.021w^{1.10} \quad (3.47b)$$

式中,  $w$  是单位为 m/s 的风速。据说上述公式可在频率为 3~24GHz, 风速为 1~25m/s 的范围内应用。极化似乎不是一个重要的因素。陆地杂波谱中 d-c 分量与 a-c 分量的比值也由 Nathanson 给出。

高斯谱的使用可能比较方便,但正如上面所述,随频率的下降比实验测量显示的更快。因此,其应用限制在杂波衰减和改善因子不大的场合。

### 幂律模型

归一化幂律谱为

$$P(f) = \frac{1}{1 + (f/f_c)^n} \quad (3.48)$$

这个模型首先由 Fishbein 等人提出<sup>[63]</sup>,与高斯型相比,能够更好地描述杂波谱的测量。在 X 波段,他们发现指数  $n$  的值等于 3。杂波谱的特征频率  $f_c$  是零频率值减少一半时的谱密度值,据说等于  $k_1 \exp[k_2 w]$  (Hz),其中  $k_1 = 1.33\text{Hz}$ ,  $k_2 = 0.1356\text{kt}^{-1}$ ,  $w$  是单位为节的风速。他们的工作被郇能敬拓展<sup>[64]</sup>,他声称 X、S 和 L 波段的实验测量表明,特征频率  $f_c$  随着风速的增加而增加,指数  $n$  随雷达频率和风速变化。

依据中国空军雷达研究所所作的 L 波段测量,Li 声称随着风从低值(0~3m/s)到高值(13~15m/s)的增大,指数  $n$  从 3.3 减少到 2.2,而  $f_c$  从 0.8 增加到 1.9。乔治亚州工学院的实验表明,通过恰当地选择两个参数  $f_c$  和  $n$ ,幂律表达式也可应用在频率从 35~95GHz 的范围<sup>[65]</sup>。

当杂波谱值低于零多普勒频率的峰值约 40dB 时,发现幂律谱的下降并不像实验测量的

那样快(注意当  $n=3$  时,每十倍频率下降 30dB)。因此,由于幂律模型预测的杂波衰减比实际的杂波衰减更少,从而导致错误的结论。一个修正的指数律模型能更好地表示风吹陆地杂波,正如下面讨论的,高性能雷达将面临这类杂波。

**指数律** 本小段内取自麻省理工学院林肯实验室 J. B. Billingsley<sup>[66]</sup> 的报告,他对低掠射角陆地杂波谱作了详尽的考查。J. B. Billingsley 的工作建立在广泛的、校准较好的杂波测量基础上。实验测量在许多场地进行了较长时间,频段从 VHF 到 X 波段,设备非常敏感以至于可以测量低于零多普勒频率杂波电平 60~80dB 的杂波电平(这些杂波测量将在 7.3 节进一步讨论)。对非常低的谱功率密度测量非常精确,低的谱功率密度对需从杂波中检测小运动目标的高性能雷达设计非常重要。林肯实验室所得风吹植物和树木(森林)的杂波谱模型可由下面的三个式子表示,其中第一个表达式为

$$\text{总的功率谱密度 } P_{\text{tot}}(v) = \frac{r}{r+1} \delta(v) + \frac{1}{r+1} P_{\text{ac}}(v) \quad (3.49)$$

式中,  $v$  是单位为 m/s 的多普勒速度,  $-\infty < v < \infty$ ;  $r$  是杂波谱中 d-c 与 a-c 功率之比;  $\delta(v)$  是代表谱 d-c 分量形状的单位冲激响应;  $P_{\text{ac}}$  是谱 a-c 分量的形状。应该注意的是式(3.49)是根据速度而不是根据频率来表达的(Billingsley 实际上取零多普勒频率,或者准 d-c 功率区的速度为  $0 < |v| < 0.25 \text{ m/s}$ )。通常谱形状用解析表达式表示时的数值,  $P_{\text{ac}}(v)$  被归一化以便它在整个频率上的积分为 1,并且它是  $P_{\text{tot}}$  代表测量的杂波谱。

谱的 a-c 部分由双边指数表示为

$$P_{\text{ac}}(v) = \frac{\beta}{2} \exp[-\beta |v|] \quad -\infty < v < \infty \quad (3.50)$$

式中,  $\beta$  是指数形状参数,见表 3.1。Billingsley<sup>[66]</sup> 也给出了一个  $\beta$  的经验关系为

$$\beta^{-1} = 0.105 [\log_{10} w + 0.476]$$

式中,  $w$  是单位为节的风速。从 VHF 到 X 波段的测量表明,表中的值很大程度上与频率无关。由此,风吹植物和树木的多普勒速度也与频率无关。利用等式  $f = 2v/\lambda$ , 式(3.49)和式(3.50)能用赫兹而不是速度表示。

$r$ , 即 d-c/a-c 比,依赖风速和雷达频率,由下式给出

$$r = 394 w^{-1.55} f_0^{-1.21} \quad (3.51)$$

式中,风速的单位为节,  $f_0$  为载波频率其单位为 GHz。

式(3.49)、式(3.50)和式(3.51)以及由 Billingsley 给出的表 3.1,描述了谱动态范围低于零多普勒峰值 60~80dB 的风吹植物和树木的指数杂波谱模型。在这样低的电平上,观察到的多普勒速度限制在 3~4m/s。

表 3.1 指数 a-c 形状参数  $\beta$  与风速的关系\*

风的条件	风速(节)	$\beta$ 典型值(m/s) <sup>-1</sup>	$\beta$ 最坏情况(m/s) <sup>-1</sup>
一级风	1~6	12	—
微风	6~12	8	—
大风	12~25	5.7	5.2
暴风	25~45	4.3	3.8

\* 引自 J. B. Billingsley 参考文献 66。

频率从 VHF 到 X 波段的 a-c 分量的形状是不变的,与极化无关但与风速很有关系,然而, VHF 波段的 d-c 分量比 X 波段的 d-c 分量大得多。在这些测量所覆盖的实验条件内,与以下几个方面几乎没有看得出来的依存关系:树木的类型(种类、密度和生长阶段);季节(树叶是否存在);分辨单元大小;极化;掠地角;风向;照射角<sup>①</sup>。

推导出来的指数杂波模型主要用于描述风吹树木的杂波谱,但 Billingsley 声称通过恰当调整 d-c/a-c 项,模型似乎也可用于有灌木的沙漠、牧场和农田植物。他也估计微风天气的风吹树木的相关时间约为 4s,而大风天气约为 1s。

图 3.33 是森林覆盖区域 X 波段风吹杂波谱的一个例子,显示了风速的影响<sup>[67]</sup>。雷达分辨单元包含落叶和常绿的树木,树高约为 60 到 70 英尺。在大风天气,记录的风速为 10 节,阵风达到 20 节。杂波谱与频率的依存关系的例子如图 3.34 所示,这是北达科他州的农田(小麦)。类似于单位冲激响应一样的 d-c 分量非常清楚。

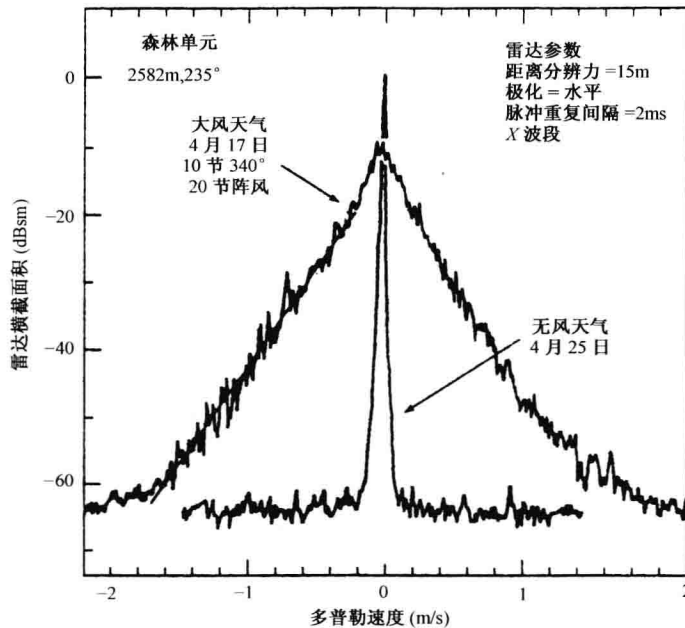


图 3.33 表明风的影响的 X 波段雷达回波功率谱(引自 J. B. Billingsley<sup>[67]</sup>。经麻省理工学院林肯实验室允许重印)

三种不同杂波谱(高斯、幂律和指数)模型的比较如图 3.35 所示。三种杂波谱模型都采用了归一化处理,使每一种模型都有  $\int_{-\infty}^{\infty} P_{ac}(v)dv = 1$ ,便于根据相等的总 a-c 谱功率进行比较(这种类型的归一化在过去的杂波谱文献中极少发现,但 Billingsley 推荐应该采用。归一化时零多普勒频率的值不必为 1)。高斯谱可以适合多普勒速度较低的杂波,幂律谱适合中等速度,而指数谱对涵盖最大的杂波速度及表示整个杂波谱值范围最好。

① 表 3.1 和 7.3 节所提到的有关陆地杂波测量使人要问,利用雷达进行陆地表面环境的遥感是否有用。它或许可以解释为什么雷达遥感在这些应用中至今还没有获得多少成功的原因。同时这也似乎表明,如果散射模型假设重要散射来自树叶的话,则由此对树木的雷达回波的解釋值得怀疑。



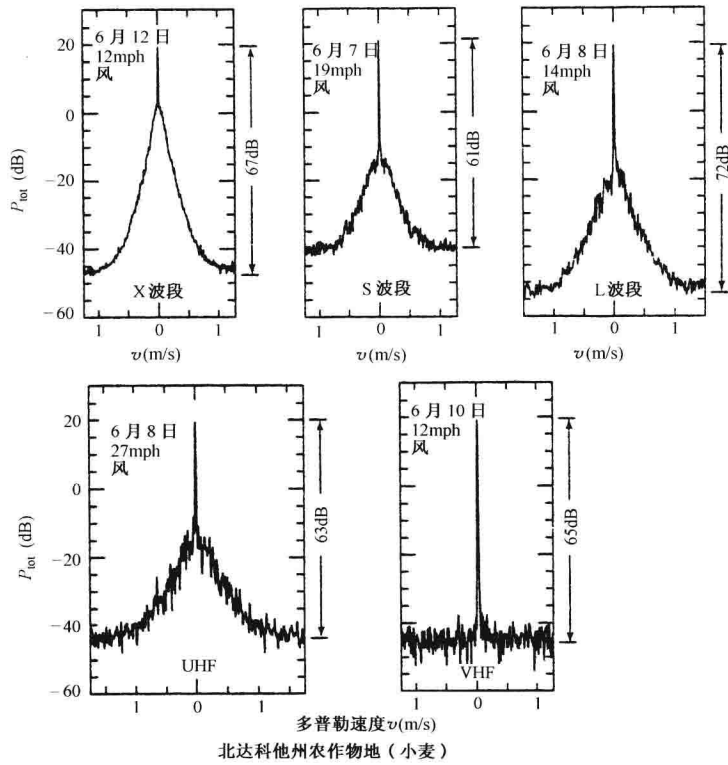


图 3.34 在各种风的条件下,在四种不同天气测到的北达科他州麦地的功率谱(引自 J. B. Billingsley<sup>[67]</sup>,经麻省理工学院林肯实验室允许重印)

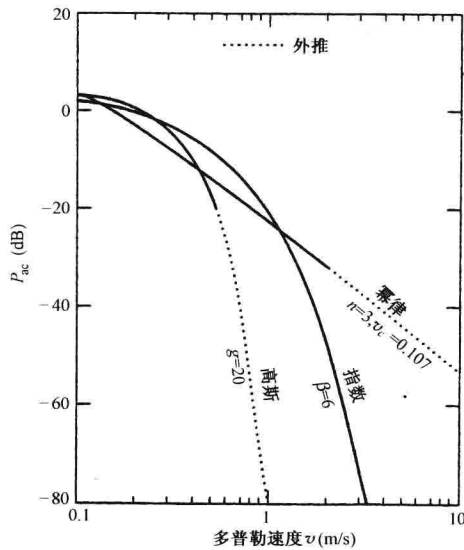


图 3.35 三种分析频谱形状,每一种都归一化到单位频谱功率。高斯频谱中参数  $g$  叫做高斯形状参数,等于  $1/(2\sigma_v^2)$ ,其中,  $\sigma_v$  是以 m/s 表示的标准偏差(引自 J. B. Billingsley,<sup>[66]</sup>经麻省理工学院林肯实验室允许重印)

**指数杂波谱的改善因子** Billingsley 给出用单延迟线对消器的指数杂波谱 MTI 改善因子为

$$I_{\beta} = (r+1) \left( \frac{\lambda f_p \beta}{4\pi} \right)^2 = (r+1) \left( \frac{v_1}{\pi} \right)^2 \left( \frac{1}{2\sigma_B^2} \right) \quad (3.52)$$

式中,指数谱的标准偏差为  $\sigma_B = \sqrt{2}/\beta$  ( $\sigma_B$  的单位为 m/s),  $v_1 = \lambda f_p/2$  是式(3.12)表示的第一盲速,其他的符号在前面已经定义。如果把方程右边部分的  $\sigma_B$  看作高斯分布的标准偏差,且让  $r=0$ ,则上式与式(3.21)即高斯谱单延迟线对消器的改善因子完全一样。 $n$  延迟线级联对消器 $[(n+1)$ 延迟线对消器]的指数杂波谱改善因子为

$$I_{\beta}(n) = (r+1) \left( \frac{\lambda f_p \beta}{2\pi} \right)^{2n} \frac{1 \times 3 \times 5 \times \cdots \times (2n-1)}{2^n n! (2n)!} \quad (3.53)$$

### 系统不稳定性

stalo 或 coho 振荡器的幅度、频率或相位的变化,以及发射信号特征从脉冲到脉冲的变化或者定时上的误差都会导致不能对消的杂波回波,进而限制可以达到的改善因子<sup>[68]</sup>。本小节将简要地回顾一些限制 MTI 雷达性能的主要系统不稳定因素。

**幅度变化** 如果在一个单延迟线对消器中,从静止杂波散射单元收到的第一个脉冲的幅度为  $A$ ,第二脉冲的幅度为  $A + \Delta A$ ,延迟线对消器的电压输出为  $\Delta A$ 。因此杂波衰减为  $(\Delta A)^2/A^2$ ,改善因子为它的两倍。

Nathanson<sup>[69]</sup> 提出一个稍微不同的方法来考虑脉冲到脉冲的幅度变化对改善因子的限制。设  $\Delta V_1$  和  $\Delta V_2$  表示两个脉冲电压关于均值  $V_m$  的变化,这时的单延迟线对消器的杂波衰减为

$$CA = \frac{V_m^2}{(\Delta V_1 - \Delta V_2)^2} = \frac{V_m^2}{\Delta V_1^2 + \Delta V_2^2} = \frac{V_m^2}{2\sigma_v^2} \quad (3.54)$$

式中,  $\sigma_v^2$  是  $\Delta V$  的方差。双延迟线对消器的杂波衰减为  $V_m^2/6\sigma_v^2$ 。包括平均增益时,幅度变化对单延迟线对消器和双延迟线对消器改善因子的限制为

$$I_1 = I_2 = V_m^2/\sigma_v^2 \quad (3.55)$$

**相位变化** 如果从静止杂波接收的第一个脉冲回波信号表示为  $A \sin(\omega t + \phi)$ ,第二个脉冲的回波为  $A \sin(\omega t + \phi + \Delta\phi)$ ,则单延迟线对消器的抵消杂波剩余为  $2A \sin(\Delta\phi/2)$ ,其中,  $\Delta\phi$  是脉冲之间的相位变化。对于小的相位变化,输出电压为  $A\Delta\phi$ 。杂波衰减为  $(1/\Delta\phi)^2$ ,改善因子是它的两倍。

对于双延迟线对消器,Nathanson 描述了两种不同的情况。在第一种情况,一个脉冲到下一个脉冲的相位误差假设相等( $\Delta\phi_1 = \Delta\phi_2$ ),像在具有常数相位漂移的振荡器中那样。在第二种情况,假定脉冲到脉冲的相位误差是统计独立的。Nathanson 给出了双延迟线对消器两种情况下的改善因子限制为

$$I_2 = \frac{6}{(\Delta\phi)^4} \quad \text{当 } \Delta\phi_1 = \Delta\phi_2 \quad (3.56)$$

$$I_2 = \frac{3}{(\Delta\phi)^2} \quad \text{当 } \Delta\phi \text{ 统计独立} \quad (3.57)$$

**相位噪声** stalo 和 coho 振荡器相位波动所带来的噪声可能是高性能 MTI 雷达改善因子的主要限制。一般情况下,相位噪声比幅度不稳定引起的噪声有更大的影响,功率放大器的激励器的振荡器噪声影响发射信号及接收信号。如图 3.36(a)所示的一样,连续波振荡器的频谱不再为经典的  $\delta$  函数,而有一个有限的频谱<sup>[70]</sup>。图中纵坐标的单位为 dB/Hz,表示 1Hz 带宽内相对于载频(在  $f=0$ )的噪声功率,单位为分贝。相位噪声随着载频频率的增加而下

降,在小于热噪声时变为常数。大的噪声谱能量会出现在回波信号的多普勒空间,限制运动目标的最小可检测速度。噪声谱的性质与振荡器类型有关,与振荡器是否是晶体管、温控箱中的晶体振荡器、声表面波振荡器、介质谐振腔振荡器或者其他的什么类型有关<sup>[71]</sup>。噪声谱的形状受振荡器中谐振器或谐振电路的  $Q$  值影响。有时会有离散的频率尖峰出现在噪声谱上,如图 3.36(b)所示。这些尖峰称为虚假信号或毛刺,经常与电源或机械振动有关。相位噪声可能被混频器、高功率放大器引入,骑在杂波的回波信号上。

在低频更容易获得稳定和低噪声的振荡器(例如 10MHz)。通过二极管或变容二极管产生的谐波将低频倍乘到更高频率。滤波器可选择希望的谐波。当振荡器的频率倍乘时,相位噪声随频率倍乘的平方增加,或者每十倍频率增加为 20dB(例如,10MHz 振荡器频率倍乘到 10GHz,则边带噪声电平增加 60dB)。

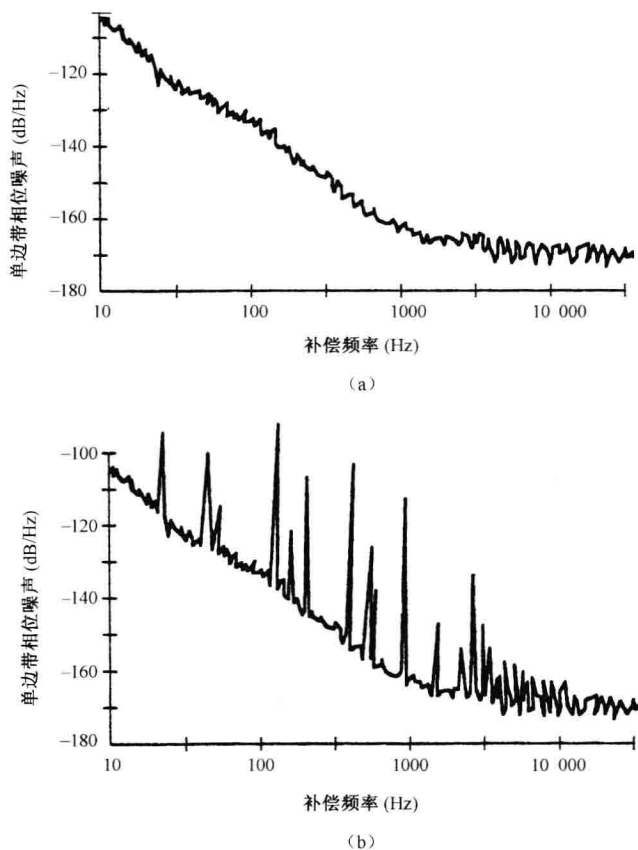


图 3.36 (a)振荡器相位噪声谱举例,(b)来自电源的大虚假信号(毛刺)举例(引自 C. L. Everett<sup>[70]</sup>, 贝尔直升机 TEXTRON 公司和《微波杂志》提供)

据说<sup>[72]</sup>,如果多普勒雷达的频率为 1GHz,多普勒带宽为 10kHz,则当检测 100km 处面积为  $1\text{m}^2$  的目标时,要求杂波横截面单位面积为  $\sigma^0=0.02$  的杂波中的目标最小可检测速度至少为 40m/s(大约 80 节)时,杂波下可见度必须是 80dB,离载频的边带频率大于 200Hz 处的发射机边带噪声必须小于  $-120\text{dB/Hz}$ 。

通过采用超导谐振腔来增加  $Q$  值能够减小振荡器的相位噪声<sup>[72]</sup>。随着使用液态氮在

77K 冷却而不是使用液态氮在 4K 冷却的高温超导体的技术进步,这项技术变得更有吸引力<sup>[73]</sup>。据称雷达频率为 10GHz 时,采用介质谐振腔振荡器和高温超导薄膜在偏离载频 1kHz 处可提供比  $-140\text{dB/Hz}$  更低的相位噪声<sup>[74]</sup>。

像空载平台上会碰到的那样,机械振动和加速度会大大地增加相位噪声。石英晶体谐振器对振动特别敏感。Filler 和 Vig<sup>[75]</sup> 声称机械振动增加晶体振荡器的相位噪声,在  $0.1g^2$  的随机振动下离载频 100Hz 处的相位噪声几乎增加 50dB(假设每  $g$  的加速度灵敏度为  $10^{-9}$ )。介质谐振腔振荡器体积较小,具有较高的硬度,对振动和振动敏感性小一些<sup>[71]</sup>。据称利用“表面横波”(STW)可减小振荡器对加速度和振动的敏感性。表面横波是表面擦行的体波,大多数能量限制在表面附近,但没有表面声波传播时限制得那么紧<sup>[76]</sup>。

振荡器相位噪声谱对 MTI 改善因子的限制的计算分别由 Shrader、Geggers-Hansen(参考文献 1 中 pp. 15. 48-15. 50)和 R. Kerr 给出<sup>[77]</sup>。

由于系统不稳定性造成的其他限制可在参考文献 1 中表 15. 4 的讨论中找到。

#### MTI 雷达的限幅<sup>[78,79]</sup>

杂波回波经常可能大到足以使雷达接收机饱和,从而掩盖显示器上的目标回波并引起虚警。杂波引起的接收机饱和也导致杂波谱的展宽,减小了改善因子。如果接收机有足够大的动态范围,A/D 变换器有足够的位数,并且如果改善因子足够大,使没有抵消的杂波小于接收机噪声,则由于没有限幅而不会有問題。然而,大动态范围和所有大杂波的对消并不是经常能碰到的情况。

在 MTI 接收机中,限幅器有时用来降低杂波到接收机的噪声水平。二次世界大战的雷达文献推荐在 MTI 雷达中使用硬限幅器<sup>[80]</sup>,但现在知道它会引起十分严重的 MTI 性能下降。相反,限幅器应该设置在高于接收机噪声电平,高出量等于改善因子。如果限幅器小于这个量,则当假设接收机是线性时,改善因子不会像预期的那样大。

Shrader 和 Geggers-Hansen<sup>[79]</sup>提供了下面的特定监视雷达的例子。每次扫描从目标接收 16.4 个脉冲。当接收机的设计使一个点杂波回波不超过限幅电平时,两脉冲、三脉冲和四脉冲对消器的改善因子分别为 22.4、42.2 和 59.9dB。另一方面,如果限幅电平较低使点杂波超过界限 20dB,改善因子变为 20.4、29.4 和 33.3dB。在 20dB 的限制电平下,四脉冲对消器比三脉冲对消器的优点非常少。因此,如果希望 MTI 能达到预期效果,正确地设置限幅器非常重要。

**杂波图<sup>[81]</sup>** 灵敏度时间控制、小的雷达分辨单元、减小接近地平线方向的天线增益和 CFAR 都用来防止杂波使接收机饱和。尽管在雷达所见杂波的减小上作出了努力,但不能抵消的杂波剩余仍可能存在。剩余杂波必须被抑制,以避免在自动检测和跟踪系统中使显示器饱和/或过多的虚警。随着数字存储器的改善,以每个雷达分辨单元(或单元组合)的杂波为基础,利用数字杂波图建立每个雷达分辨单元的門限变得实际可行。这种方法类似于一种 CFAR,但比常规的单元平均 CFAR 更优越(5.7 节)。特别是当杂波在空间非均匀时,如典型的陆地杂波那样。杂波图的使用避免了 MTI 雷达中限幅器的问题,但引入了其本身的一些限制。与其他形式的 CFAR 一样,杂波图会产生 2dB 左右的灵敏度损耗。建立杂波图的扫描数据变少时损耗增加<sup>[82]</sup>。

### 3.8 运动平台的 MTI(AMTI)

当雷达放置在运动平台如舰船、飞机或航天器上时,杂波的多普勒频移将不再出现在零

频。杂波的多普勒频移依赖于杂波相对于移动平台的相对速度,随着平台速度以及杂波单元相对于雷达的方位和仰角而变化。因此,如果不考虑杂波的多普勒频移,将使 MTI 的改善因子严重恶化。

如果雷达放置在运动的舰船上且天线的扫描不是太快,在已知平台速度和天线指向的前提下,通过开环控制的方式改变相干参考振荡器(coho)的频率补偿杂波多普勒频率的变化是可行的。通过将相干参考振荡器的输出和一个频率等于杂波频率的可调振荡器的信号混频,可实现杂波多普勒频率的补偿。在一些情况下,在不去掉太多可用多普勒频率空间的前提下,也可以通过增加多普勒滤波器的凹口宽度,抑制杂波的非零多普勒频率分量。然而,当雷达平台为飞机时,由于杂波的多普勒频移随着时间变化太大、太快,开环控制的多普勒频移补偿不能实现,这时必须用某种形式的闭环控制实现补偿。

与运动平台有关的降低运动 MTI 雷达性能的另一个问题是不单单杂波谱的中心频率会发生变化,而且杂波谱的宽度也会发生变化。杂波的展宽是由于有一定宽度的天线波束宽度内同一距离分辨单元内的散射体,根据它们在波束内的位置,有不同的多普勒频移。例如,位于波束中心的散射体与位于波束边缘半功率宽度处的散射体的多普勒频移不同。杂波谱频移不为零和杂波谱的展宽,这两种影响会严重地使运动平台上雷达的性能下降。杂波谱中心频率的变化可以通过 TACCAR 技术补偿,而杂波谱的加宽可以通过 DPCA 技术补偿,这些问题将在下面进行讨论。

利用上述两种方法(TACCAR 和 DPCA)补偿平台运动的 MTI 雷达称为 AMTI 雷达<sup>[83]</sup>。AMTI 雷达中的 A 字以前主要指飞机,现在则广泛应用于任何使用这两种方法补偿平台运动的运动平台。

#### 杂波多普勒频移的补偿(TACCAR)<sup>[84]</sup>

通过用杂波回波信号控制参考振荡器的频率,以使 MTI 多普勒滤波器的抑制凹口能够衰减杂波,可以补偿杂波的多普勒频移。这种方法过去称为杂波锁定 MTI,现在一般称为 TACCAR,时间平均杂波相干机载雷达。TACCAR 技术最先由 MIT 的林肯实验室开发以应用于一种特殊的机载 MTI 系统,现在则指这个系统的特点之一杂波锁定技术。早期 TACCAR 的特点是利用安排在锁相环中的压控振荡器。这个锁相环对距离采样单元内的测量多普勒频移平均。这种方法也能补偿各种系统元件变化产生的频率漂移。关于 TACCAR 的进一步信息,请参见 Fred Staudaher 的参考文献 84。

**运动杂波** 当雷达静止不动而杂波有自己的速度时,如洋流、气象和风吹的金属箔条等,会产生与运动平台上雷达相类似的问题。这时也能运用 TACCAR 减少看到的静止雷达运动杂波的影响。一般情况下,当静止和运动杂波同时出现在同一距离分辨单元时,TACCAR 并不能同时充分地消除这两种杂波。例如,TACCAR 可设计用于抑制周围的地杂波或者在地杂波范围外的运动气象杂波,但不能同时抑制两种杂波<sup>[85]</sup>。当静止杂波和运动杂波与运动目标具有不同的多普勒频移时,可用 MTD 中的多普勒滤波器组在两种杂波同时存在时检测运动目标。当杂波谱中存在运动杂波和静止杂波的分量时,MTI 雷达中的多普勒滤波也可以设计成能自适应地抑制运动杂波,且在零频附近具有消除静止杂波的凹口<sup>[86]</sup>。

#### 杂波多普勒展宽的补偿(DPCA)<sup>[87]</sup>

当雷达运动时,静止杂波的多普勒频移为  $f_c = 2(v/\lambda) \cos\theta$ ,其中  $v$  为雷达平台速度, $\lambda$  为波长, $\theta$  为雷达平台速度矢量与雷达到杂波散射单元之间视线的夹角。夹角  $\theta$  包括水平(方位)

和垂直(俯仰)分量。为了简化讨论,我们只考虑方位分量。如图 3.37 所示,沿天线波束中心线分布的目标的多普勒频率,可通过 TACCAR 技术加以补偿使它们出现在零频。而那些分布在主波束中心线之外的散射体的多普勒频移,通过 TACCAR 技术并不能加以补偿。这将由天线波束有一定宽度而导致杂波谱展宽。通过对多普勒频率求微分,可得有限天线波束宽度内许多杂波散射单元的杂波频谱展宽为

$$\Delta f_c = \frac{2v}{\lambda} \sin \theta \Delta \theta = \frac{2v}{\lambda} \theta_B \sin \theta \quad (3.58)$$

式中,天线波束宽度  $\theta_B$  被取为与  $\Delta \theta$  一样(微分引入的负号被忽略)。频谱展宽  $\Delta f_c$  随着角度  $\theta$  的变化而变化,当天线指向与平台速度矢量方向一致时( $\theta=0^\circ$ ),杂波的多普勒频移最大而杂波谱的宽度理论上为 0。另一方面当天线指向垂直于平台速度矢量时( $\theta=90^\circ$ , 侧射),杂波多普勒中心频率为零而展宽最大。杂波谱的展宽作为方位角的函数,为改善因子设立了限制条件。

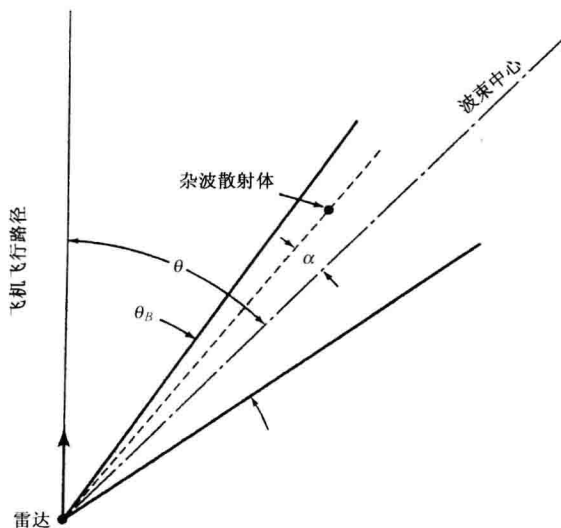


图 3.37 位于与波束中心成角度  $\alpha$  的单个杂波散射体的散射几何图。天线波束宽度  $= \theta_B$

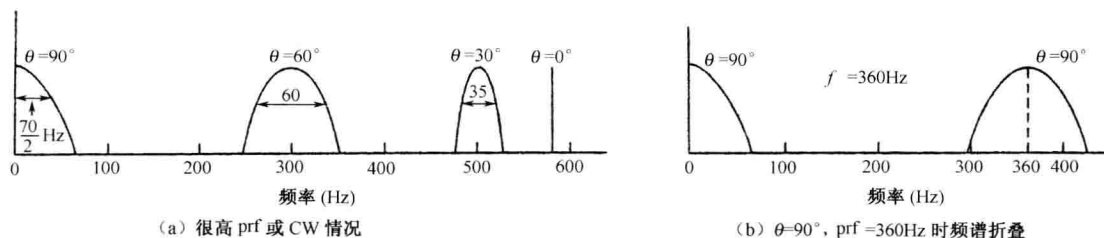


图 3.38 平台运动是方位角的函数时杂波谱的形状和位置的变化情况

图 3.38 是雷达平台运动引起杂波谱扩展的一个例子。例中假设了一个 UHF 机载雷达的速度为 400kt, 波束宽度为  $7^\circ$ 。杂波谱的宽度和杂波谱的中心频率都与雷达波束和平台速度矢量的夹角  $\theta$  有关。在图 3.38(a)中杂波谱是作为  $\theta$  角的函数示出的。这里假设脉冲重复频率 prf 足够高, 以至于杂波谱没有任何折叠(在  $\theta=0^\circ$  时杂波谱示出宽度为无限小的单根谱线, 但实际上由于受其他因素的影响, 会使杂波谱线具有一定的宽度)。prf 为 360Hz 时, 在  $\theta=90^\circ$  处, 会有杂波谱的折叠, 如图 3.38(b)所示, 所对应的非模糊距离为 225 海里。由图 3.38

(b)可知,飞机的运动(平台运动)使杂波谱占据了频域(多普勒空间)相当大的一部分。为了使 AMTI 雷达有效,杂波谱的宽度需要减小。

如果认为天线静止不动时杂波谱就不会发生扩展( $\Delta f_c = 0$ )。为了满足这个条件可用两个分开的天线。假设两个天线沿速度矢量方向放置,天线指向为侧射方向( $\theta = 90^\circ$ )。两个天线的相位中心的间距为  $vT_p$ , 其中  $v$  和  $T_p$  分别为飞机的速度和脉冲重复周期。两个天线分别称为前天线和尾天线,第一个脉冲由前天线发射和接收。当尾天线到达前天线发射脉冲的位置时,尾天线发射自己的脉冲。因而两个脉冲分别由两个天线在空中的相同位置发射(和接收),对雷达而言天线犹如静止的一样,两个脉冲回波然后输入延迟线对消器进行处理,没有平台运动的影响。

然而,用这种办法消除平台运动的影响还存在下面的问题。prf 必须与飞机速度同步,当天线在方位扫描时,两个天线的间距必须按  $\theta$  的正弦变化。 $\theta = 0^\circ$  时两个天线叠在一起,而  $\theta = 90^\circ$  时两个天线相距最远。事实上,两部天线总是重叠的,甚至在  $\theta = 90^\circ$  时也是这样。另外,还可使用单个侧视相控阵天线实现上述方案,相控阵的部分列天线处理第一个脉冲,而重叠的部分列天线处理第二个脉冲,使天线相位中心在水平面上移动。发射第一个脉冲时,相位中心可能稍微在阵列天线的物理中心之前,而第二个脉冲的相位中心可能稍微在物理中心之后,使每个脉冲的相位中心在空间位置上一样,这就是所谓的相位中心移位天线(DPCA)的例子。这种相控阵天线已经生产和试飞。除此之外,具有两个斜视波束的单天线还能更简单地获得同样的效果。

考虑如图 3.39 所示的机械旋转天线,这种天线能够产生两个重叠(斜视的)波束。当两个斜视波束的输出被恰当地合并时,可起到 DPCA 的作用。取两个斜视波束的和( $\sum$ )与差( $\Delta$ )(类似于 4.2 节中单脉冲跟踪雷达的和差波束),将和波束用于发射,和波束和差波束一起用于接收,第一个脉冲的接收信号通过处理构成  $\sum + jK\Delta_r$ , 其中  $+j$  表示相加在差信号上的  $90^\circ$  相位超前,  $K$  是决定相位中心移动的常数,与载机速度、prf 和角度  $\theta$  有关。下标  $r$  表示和差通道的接收信号(后面将讨论)。这种处理使第一个脉冲的相位中心有明显的前移。由第二个脉冲构成  $\sum - jK\Delta$ ,  $-j$  表示相位滞后,这使相位中心明显地后移。然后两个信号彼此相减,导致杂波的多普勒扩展抵消。从上面的解释并不明显为什么会这样。通过数学上的简单推导,将证明多普勒扩展不发生的原因。

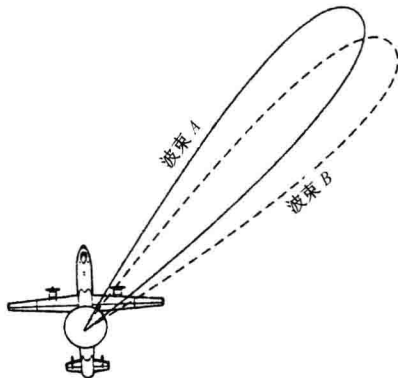


图 3.39 具有两个斜视波束的机械转动机载天线(在旋转天线罩内)。这两个波束的和波束用于发射,而两个波束的和及差波束用于回波信号的接收



在图 3.40(a)中,矢量  $\mathbf{E}_1$  表示第一个脉冲回波的杂波幅度和相位。矢量  $\mathbf{E}_2$  表示第二个脉冲回波的杂波幅度和相位。杂波散射单元相对于在  $\theta$  的波束中心有一个角度  $\alpha$ ,如图 3.37 所示。如果雷达和杂波都是静止的,那么两个回波的相位差  $2\eta$  将是 0,通过延迟线对消器相减后将抵消两个回波,从而不会存在杂波剩余。然而,尽管利用 TACCAR 补偿了波束中心,雷达平台的运动仍将使相对于波束中心的杂波存在多普勒频移  $\delta f_c$ 。在两个脉冲之间的间隔时间为  $T_p$  时,杂波多普勒频率导致的相移为

$$\Delta\phi_c = 2\eta = 2\pi(\delta f_c)T_p \quad (3.59)$$

从图 3.37 可知,位于角度为  $\alpha$  的杂波散射单元的多普勒频移为

$$\delta f_c = \frac{2v}{\lambda} \cos(\theta - \alpha) - \frac{2v}{\lambda} \cos\theta \approx \frac{2\alpha}{\lambda} v \sin\theta \quad (3.60)$$

最右边的式子中假设  $\alpha$  较小。代入式(3.59)可得

$$2\eta = \frac{4\pi T_p \alpha}{\lambda} (v \sin\theta) \quad (3.61)$$

相移引起了图 3.40(a)中两个矢量角度上分开,使两个矢量在延迟线对消器相减后,仍然存在没有抵消的、不想要的杂波剩余。

如图 3.40(b)所示,如果对每个脉冲加上校正信号  $e_1$  和  $e_2$ ,则经过延迟线对消器抵消后,两个校正后的信号将抵消,理论上不会产生杂波剩余。这样就没有平台运动导致的杂波谱扩展的影响。由图 3.40(b)的几何关系可知,第一个脉冲的杂波校正信号须为  $e_1 = +j\mathbf{E}_1 \tan\eta$ ,第二个脉冲的校正信号为  $e_2 = -j\mathbf{E}_2 \tan\eta$ , $e_1$  中的  $+j$  意味着校正信号的相位超前  $90^\circ$ , $e_2$  中的一  $j$  意味着校正信号的相位滞后  $90^\circ$ 。从图 3.39 的两个斜视波束构成的和差波束接收信号中可得到校正信号。

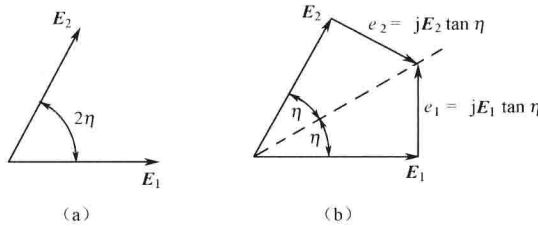


图 3.40 说明 DPCA 特征的矢量图,DPCA 的作用是利用单个天线所形成的两个斜视波束的和、差方向图来补偿平台运动的。(a)矢量表示对两次相继脉冲发射所收到的杂波回波信号,角度  $2\eta$  表示由于在两个脉冲之间雷达天线的移动(平台运动)而引起的相位的变化。(b)用于每个脉冲的校正,使杂波回波的抵消发生在两个相继的脉冲上

DPCA 雷达以两个斜视波束的和  $\sum$  发射信号,而从两个斜视波束的和  $\sum$  与差  $\Delta$  接收信号。由于雷达信号的发射和接收双程路径,因而接收的和、差信号可分别表示为

$$\sum_r(\alpha) = k_1 \sum^2(\alpha) \quad (3.62a)$$

$$\Delta r(\alpha) = k_2 \sum(\alpha) \Delta(\alpha) \quad (3.62b)$$

式中,常数  $k_1$ 、 $k_2$  考虑雷达方程中的参数。假设两个脉冲的幅度相等,则有

$$|\mathbf{E}_1| = |\mathbf{E}_2| = \left| \sum_r(\alpha) \right| = k_1 \left| \sum^2(\alpha) \right| \quad (3.63)$$

当孔径为  $D$  的天线均匀照射时,天线和方向图与下式成正比

$$\sum(\alpha) = \frac{\sin[\pi(D/\lambda)\sin\alpha]}{\pi(D/\lambda)\sin\alpha} \quad (3.64)$$

天线差方向图为

$$\Delta(\alpha) = \frac{1 - \cos[\pi(D/\lambda)\sin\alpha]}{\pi(D/\lambda)\sin\alpha} \quad (3.65)$$

利用式(3.61)和式(3.64)可得校正信号  $e_1$  和  $e_2$  为

$$e_{1,2} = \pm jk_1 \frac{\cos^2[\pi(D/\lambda)\sin\alpha]}{[\pi(D/\lambda)\sin\alpha]^2} \tan\left[\frac{2\pi T_p \alpha}{\lambda}(v\sin\theta)\right] \quad (3.66)$$

当  $\alpha$  和自变量值较小时,有

$$e_{1,2} = \pm jk_1 \left[ \frac{2\pi T_p \alpha}{\lambda}(v\sin\theta) \right] \quad (3.67)$$

将式(3.64)、式(3.65)代入式(3.62b)的接收差信号,当自变量值较小时差通道的信号可近似为

$$\Delta_r(\alpha) \approx k_2 \frac{\pi}{2} \frac{D}{\lambda} \alpha \quad (3.68)$$

将上式代入式(3.67)可得校正信号为

$$e_{1,2} = j \frac{k_1}{k_2} \frac{4}{D} \frac{v\sin\theta}{\lambda} T_p \Delta_r(\alpha) = \pm jk' v\sin\theta \Delta_r(\alpha) \quad (3.69)$$

将上面的信号加到接收信号上,得到输入延迟线对消器的信号为

$$\text{脉冲 No. 1} = \sum_r(\alpha) + jk(v\sin\theta)\Delta_r(\alpha) \quad (3.70a)$$

$$\text{脉冲 No. 2} = \sum_r(\alpha) - jk(v\sin\theta)\Delta_r(\alpha) \quad (3.70b)$$

常数  $k$  考虑和、差通道的增益差以及因子  $4T_p/D$ 。

因此,通过将接收的差通道信号乘以  $k(v\sin\theta)$ ,并将相位前移或后移  $90^\circ$ (取决于哪一个脉冲),然后加到和通道的接收信号上可以实现上述过程。需要注意的是,由于  $k(v\sin\theta)$  是双极性的,当天线波束指向从平台的一边转到另一边时,  $k(v\sin\theta)$  的符号必须能够改变。

#### 天线扫描调制的补偿<sup>[88~90]</sup>

在 3.7 节中,讨论了天线扫描调制对 MTI 改善因子的限制,而当对消器由  $n$  条延迟线级联构成时,式(3.46)给出了 MTI 处理器的限制。天线扫描调制是由于天线方向图使不同脉冲之间幅度发生变化而产生的,在 AMTI 雷达中,通过加上所需的校正函数的一半到一个脉冲,而对另一个脉冲减去一半就可补偿天线扫描调制。除了使差信号同相与和信号相加并放大一个由脉冲间天线旋转量决定的因子外,这种形式的扫描运动补偿方式类似于前面描述的 DP-CA 补偿。通过恰当地成比例变化并同相和正交地加上差方向图,把 DPCA 和天线扫描运动补偿结合在一起也是可能的。

#### 天线旁瓣<sup>[91]</sup>

如果 AMTI 雷达的天线旁瓣不是足够低,从旁瓣进入接收机的杂波会对改善因子产生限制,产生的限制由下面的公式决定

$$I_{SL} = \frac{K \int_{-\pi}^{+\pi} G^2(\theta) d\theta}{\int_{SL} G^2(\theta) d\theta} \quad (3.71)$$

式中,  $K$  是延迟线对消器的平均增益,  $G^2(\theta)$  是天线在地平面内的单程功率增益。分母的积分是指天线主波束之外的积分并假设旁瓣在方位上均匀分布。上面的限制是插入式(3.41)中求总改善因子的众多因素之一。

### 时-空自适应处理(STAP)

当要求的杂波衰减大于常规 DPCA 所能提供的衰减时, 可以考虑天线方向图和多普勒处理的自适应。两种自适应的空间和时间的处理一起使用, 称为 STAP。在讨论 STAP 之前, 将简短地分别讨论空间的自适应和时间的自适应。

**自适应天线** 自适应天线是能自动调整每个天线单元的幅度和相位的相控阵天线, 以在天线方向图上产生一个或多个零凹口。它们分别对应于外部的噪声、有源干扰或无源干扰方向, 以便减少或消除不想要的信号通过天线进入接收机<sup>[92~94]</sup>。利用天线的自适应在大杂波的回波方向产生一个零凹口作为空间滤波, 在 AMTI 中具有非常重要的意义<sup>[95]</sup>。天线的自适应处理器基于每个阵列天线单元的接收信号, 以最大化信-噪比作优化准则计算每个单元的幅度和相位加权。噪声在这种情况下是指到达天线的信号中不想要的信号。它包括杂波回波、有源干扰信号和无源干扰信号。通过测量误差和加上校正信号, 自适应天线能够自动补偿天线的机械或电气误差。此外, 自适应天线还能对失效单元、雷达天线罩效应, 以及附近物体对孔径的遮挡进行补偿。任何一个自适应系统必须区别想要的与不想要的信号, 因而自适应天线需要一些所希望的信号的先验知识, 如信号的方向、波形、多普勒频率或者信号的统计特性等。

**自适应 MTI** 通过设置天线方向图的零凹口方向, 自适应天线能使从天线旁瓣进入接收机的杂波信号最小。图 3.12 所示的横向滤波器在某些方面与自适应天线类似, 即对  $n$  个等间距抽头的输出信号加权, 产生多普勒滤波器响应以选择运动目标并且抑制杂波。通过选择横向滤波器抽头权重, 在多普勒频谱上自适应地最大化信-杂波比, 构成自适应 MTI(自适应多普勒滤波器)是完全有可能的<sup>[96,97]</sup>。如果仅有一个点杂波源, 自适应 MTI 可在杂波出现的多普勒频率处产生零凹口, 但当杂波分布在多普勒频率的某个范围时(如在风切变气候中雨滴的回波), 则自适应 MTI 滤波器能够自动地在杂波占据的多普勒频率区产生零凹口。例如, 可放三个零凹口的三脉冲对消器, 能够自适应地在不同的多普勒频率处产生三个零凹口, 或者根据杂波谱的特性把三个零凹口变成一个宽凹口, 或者将三个零凹口放在相同的多普勒频率处以增加杂波衰减。另外, 如果杂波谱随着距离变化, 滤波器将自动调整和改变滤波器权重, 以便连续不断地最大化信-杂比。自适应 MTI 也能处理多种杂波, 如当地面杂波与气象杂波同时出现在同一个距离分辨单元时。

**STAP<sup>[98~100]</sup>** 将自适应天线(空域)处理和自适应多普勒(时域)处理的好处协同地结合起来, 可以改善 AMTI 雷达的性能。两种方法的结合称作时-空自适应处理(STAP)。图 3.41 是 STAP 的一个大大简化的框图。天线是  $N$  个单元的相控阵天线。每个单元有处理  $K$  个脉冲的抽头延迟线, 抽头之间的  $K-1$  个时延都等于脉冲重复间隔,  $K$  个脉冲构成一个相干处理间隔(CPI)。在每一个距离分辨单元, 有  $N \times K$  个输出通过恰当的算法处理产生权重  $W_{nk}$ , 即最大化信-噪比所必须的  $N \times K$  个自适应权重。在每个抽头的输出端, 有一个自适应处理器(没画出), 比较接收信号  $V_{nk}$  与相加器输出信号  $V_{\Sigma}$ , 以便产生恰当的权值。信号  $V_{nk}$  是第  $n$  阵列单元的第  $k$  个脉冲的输出。系统输出为

$$V_{\Sigma} = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N W_{nk} V_{nk} \quad (3.72)$$

这些量都是复数,因为在自适应处理中要用到相位和幅度。信号处理过程是线性的,同时控制着天线方向图和多普勒滤波响应。接收天线的波束指向由馈入自适应控制电路的各个单元输入信号决定。由于采用了可控幅度和相位加权的相控阵天线,因而天线可用 DPCA 方式补偿平台运动产生的杂波谱展宽。只当有杂波或其他干扰需要消除时,自适应处理才减少空域或时域响应。

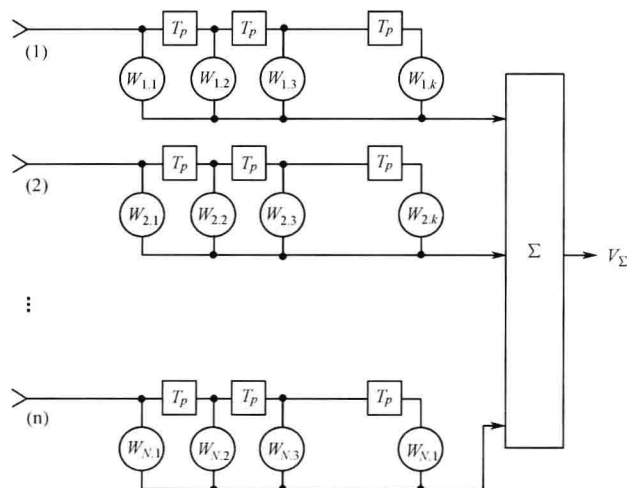


图 3.41 时-空自适应处理的高度简化框图,由  $N$  个单元的阵列天线和  $K$  个加权的多普勒处理器组成

当将零凹口放在天线旁瓣区时,主波束形状可能被扭曲。如果这种情况发生在 CPI 内,主波束杂波将不能完全抵消。在像 STAP 一样的自适应天线中,可用的部分空间自由度可在将零凹口放在天线旁瓣区时用于维持主波束形状。简单地说,STAP 可为 AMTI 雷达提供如下能力。

- 通过自适应地置位多普勒滤波器响应的零凹口来衰减杂波,以减小 AMTI 雷达中的杂波。
- 通过在不想要的杂波回波和干扰信号的方向产生自适应的零凹口,可以减少经过天线旁瓣进入的杂波、有源干扰信号和无源干扰信号。这减轻了多普勒滤波器的一些负担,特别是当杂波不在零多普勒频率处时(像雨杂波回波或箔条回波)是这样。
- 当进入天线旁瓣的杂波与主波束的空中飞行目标回波具有相同的多普勒频率时,单独使用多普勒滤波器将不能分开杂波与目标回波,但 STAP 产生的天线零凹口将能把它们分开。
- 天线权重的自适应选择能够提供平台运动补偿。
- 能够补偿天线附近的飞机本身结构的散射、失效的天线单元或天线阵的误差。

天线的单元和每个 CPI 中处理的脉冲越多,用于产生空域和时域零凹口的自由度越大。然而,灵活性是有代价的——有时是昂贵的代价。天线单元越多,处理的脉冲数越多,对数字信号处理的要求就越高,计算自适应权重需要的时间也越长。实际上,能够使用的自适应单元数量和能够处理的脉冲数量都有一个限制。正因为这个原因,当天线的单元数较大时,很少有全自适应阵列的(每个单元都有自适应处理器)。

### 3.9 脉冲多普勒雷达

在 MTI 雷达中,  $\text{prf}$  选择得不会产生距离模糊,但通常会产生许多多普勒模糊或者盲速。当盲速的影响能容忍时,MTI 雷达已被证明是从杂波中检测运动目标的一种好方法。然而,在某些重要情况下,多个盲速会大大减小可以利用的多普勒空间(可以检测希望的运动目标的多普勒区域),可用多普勒区域的减少会使可检测的运动目标变得不可检测。雷达频率的增大使盲速变成了令人讨厌的东西, $\text{prf}$  恒定时雷达频率的增加意味着第一盲速的减少[按照式(3.12)]和使更多的盲速出现在希望的多普勒空间。受载机条件的限制,机载雷达必须工作在高的微波频段以使用飞机可容忍的相对小的天线产生窄波束,这时盲速产生的性能下降变得特别难于对付。除此之外,正如前面所讨论的,机载雷达还因平台的运动产生杂波谱的展宽,进一步加剧了可用于运动目标检测的多普勒频率空间的减少。受上述影响,为了获得满意的性能,在更高频段的雷达中必须用其他的方法代替 MTI,因为它不能令人满意地工作。为了消除多普勒模糊和与之相伴的盲速的严重后果,必须牺牲低  $\text{prf}$  的 MTI 雷达没有距离模糊的优点。 $\text{prf}$  的增大相应地增加了第一盲速[见式(3.12)],并减少了多普勒空间内的零凹口数量。然而,高  $\text{prf}$  却产生了距离模糊的问题。因此,在高的微波频段用距离模糊去换多普勒模糊必须被容忍,以便获得好的运动目标检测性能。

通过增大  $\text{prf}$  以避免盲速问题的雷达称为脉冲多普勒雷达。更准确地说,高  $\text{prf}$  脉冲多普勒雷达是在多普勒空间没有盲速的雷达。然而,某些情况下以稍低的  $\text{prf}$  工作,并容忍距离和多普勒模糊可能更有利。这种雷达称为中  $\text{prf}$  脉冲多普勒雷达。因此,存在三种形式使用多普勒频率的脉冲雷达。差别主要在于它们的  $\text{prf}$  和能够容忍的模糊类型不同。它们是:

- (1) 没有距离模糊但有许多多普勒模糊的 MTI 雷达;
- (2) 高  $\text{prf}$  脉冲多普勒雷达的情况正好相反,有许多距离模糊但没有多普勒模糊;
- (3) 中  $\text{prf}$  脉冲多普勒雷达,有上面每一种的一些特点。

MTI 雷达与脉冲多普勒雷达在发射机类型和信号处理技术上曾经有大的差异。在 MTI 的发展初期,发射机通常用磁控管。脉冲多普勒雷达通常用诸如速调管之类的高功率放大器发射机。现在,无论 MTI 雷达还是脉冲多普勒雷达都用某种类型的高功率放大器。MTI 雷达原先用模拟延迟线对消器,而脉冲多普勒雷达用模拟滤波器组。现在,两种雷达都采用数字处理,且 MTI 雷达可采用滤波器组(类似于 3.6 节中的 MTD)。因此,两种雷达设备上的差异已不再能用以彼此区分。MTI 雷达与脉冲多普勒雷达的基本差异是彼此使用的  $\text{prf}$  和占空因子。另一个重大的差异是脉冲多普勒雷达通常接收比 MTI 雷达更多的杂波(模糊  $\text{prf}$  会使杂波回波的范围产生折叠),以至于在性能可比拟的情况下,脉冲多普勒雷达要求有更大的改善因子。

#### 高 $\text{prf}$ 脉冲多普勒雷达

这里将要讨论的脉冲多普勒雷达主要指的是机载雷达<sup>[101,102]</sup>,如 AWACS(机载预警和控制系统)<sup>①</sup>等。图 3.42 是机载雷达的空间几何关系图,图中画出了天线主波束,在一个宽的视

① 术语 AEW, AWACS 和 AEW&C 都用来表示机载空中警戒雷达。

角范围内照射杂波的天线旁瓣,以及从雷达正下方地面反射的高度回波。要提醒一下,一个脉冲串,像脉冲多普勒雷达中的脉冲串,产生一个线谱,示于图 3.43(a),谱线间的间隔等于  $\text{prf}$ 。图 3.43(b)画出了载波频率  $f_0$  与两条邻近的谱线  $f_0 + f_p$  和  $f_0 - f_p$ ,其中  $f_p$  是脉冲重复频率。由于目标上的驻留时间有限以及杂波引入的调制之类的其他因素影响,接收信号的频谱并不是严格的线谱。在载波频率  $f_0$  处有来自雷达下面直接反射引起的大的回波。这些回波可能比较大。这个高度回波因相对速度为零而没有多普勒频移。因频谱的折叠或混叠,高度回波(和谱的其余部分)在频率  $f_0 \pm n f_p$  处重复出现,其中  $n$  是整数。也可能有发射机信号泄漏到接收机。采用中心频率在  $f_0$  的零凹口滤波器可消除高度杂波和发射机泄漏。

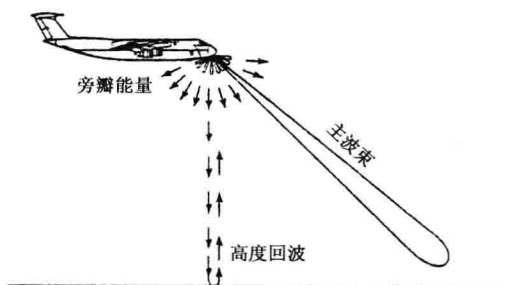


图 3.42 机载脉冲多普勒雷达的几何示意图,图示说明了扫描主波束、照射地面杂波的天线旁瓣以及来自雷达正下方的强高度回波

天线旁瓣照射杂波的入射角范围较大(从  $0^\circ$  到几乎  $90^\circ$ ),使杂波的多普勒频移扩展到相对于载波和其他的谱线达到几乎  $\pm 2v/\lambda$  处, $v$  是雷达的绝对速度。为了方便,在图 3.43(b)中旁瓣杂波谱区的形状画成均匀的。然而,在实际中杂波谱的形状不会像所画的一样均匀。旁瓣杂波的多普勒频移离载波越远,旁瓣杂波的幅度通常越小。

在高脉冲重复频率多普勒雷达中,由于有许多距离模糊的脉冲同时照射杂波区,天线的旁瓣杂波较大。当占空比为 50% 时,天线旁瓣同时照射天线覆盖范围内一半的杂波,比低  $\text{prf}$  的 AMTI 雷达多得多。脉冲多普勒雷达中大的旁瓣杂波说明了为什么它要求改善因子通常比同样性能的 AMTI 雷达更高。但大的改善因子并不一定意味着脉冲多普勒雷达从杂波中检测运动目标的性能比 AMTI 雷达好(仅仅意味着脉冲多普勒雷达的设计者比 AMTI 雷达的设计者的任务更重)。评价两种雷达的相对能力还要看其他的方面,而不是仅仅将改善因子作为评价相对优点的手段。

我们看到旁瓣杂波所占据的多普勒频域范围相对较大。为了从旁瓣杂波区中检测运动目标,可用具有自适应门限的窄带多普勒滤波器组。为了防止旁瓣杂波淹没小的运动目标,与常规天线相比,脉冲多普勒雷达的天线应有超低旁瓣。S 波段高  $\text{prf}$  脉冲多普勒雷达 AWACS 的成功,就在于它首次实现了极低旁瓣天线<sup>[103]</sup>(见 9.13 节)。

雷达主瓣杂波通常幅度较大,这示于图 3.43(b)。它出现在旁瓣杂波区的某个地方。当雷达天线在角度上扫描时,主瓣杂波的多普勒频移也跟着移动,使主瓣杂波在回波信号谱上的位置也随之发生变化。与 AMTI 雷达一样,平台运动也会影响主瓣杂波的宽度。然而,在脉冲多普勒雷达中,这种谱的宽度的展宽通常不是问题,因为与所用的高  $\text{prf}$  相比,主瓣杂波即使谱宽展宽了,也是比较小的。

从图 3.43(b)还可看出,在杂波谱中还存在一个区域,仅有噪声出现,称为无杂波区或接

收机噪声区,它对应于雷达前视正在靠近的高速目标,这时目标的多普勒频移较大。无杂波区的存在是高 prf 脉冲多普勒雷达的一个重要优点,特别是远距离检测正在靠近的高速目标。另一方面,如果目标的相对速度较低,如当目标被雷达后视或者目标在作横向运动时,回波可能会落在杂波区内,目标的可检测性将比在无杂波区的高速目标低得多。这样的低多普勒频移的目标只能在比处于无杂波区内高速目标近得多的距离上才能被高 prf 脉冲多普勒雷达检测到。

用于战斗机或截击机的 X 波段高 prf 脉冲多普勒雷达的 prf 可能在 100kHz 到 300kHz 范围内。如此高的 prf,使长脉冲没有太多的使用空间。在高 prf 脉冲多普勒雷达中,占空比从 0.3 到 0.5 的雷达非常常见。这些雷达的作用距离可能仅用一个距离波门工作,所需的滤波器组也仅有一个,而不像低占空比雷达那样,每个距离波门都需要一个滤波器组。

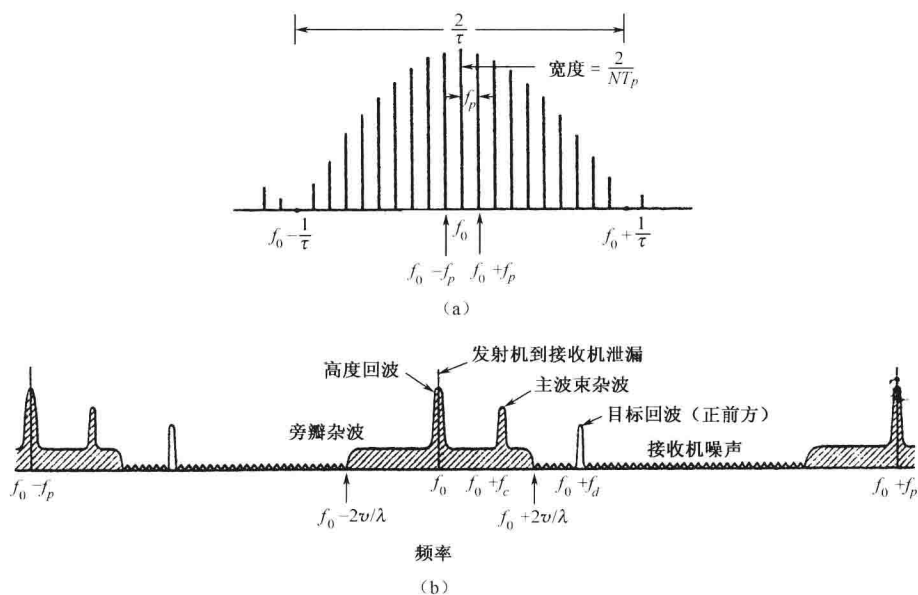


图 3.43 (a)由  $N$  个矩形正弦波脉冲构成的脉冲串的发射频谱。脉冲串的载频为  $f_0$ ,宽度为  $\tau$ ,脉冲重复频率  $f_p = 1/T_p$ ,总的持续时间为  $NT_p$ 。谱线的零点宽度(图中未指明)为  $2/NT_p$ 。(b)高脉冲重复频率多普勒雷达在 RF 载频  $f_0$  附近的一部分接收信号频谱

如上所述,选择如此高的 prf,是为了使多普勒频率没有模糊和杂波谱没有折叠。通过检查图 3.43(b)的谱可决定要求的 prf。已有文献证明<sup>[104,105]</sup>,如果多普勒滤波器组的中心频率始终保持在主瓣杂波的频率处,则最小能用的 prf 是  $4v_T/\lambda$ ,其中  $v_T$  是目标的最大地面速度。要使这种情况实现,必须知道主瓣杂波频率,并使用跟踪装置使多普勒滤波器组的中心频率在主瓣杂波频率处。另一方面,如果多普勒滤波器组的中心频率保持不变,固定在雷达发射频率  $f_0$  处,则依据天线的最大方位扫描角,prf 可能达到  $4v_T/\lambda + 2v_R/\lambda$ ,其中  $v_R$  是平台速度。当多普勒滤波器组的中心频率在雷达频率时,所要求的滤波器数大于中心频率为主瓣杂波频率的滤波器数。

**遮挡损失** 由于脉冲多普勒雷达发射信号时不能接收信号,高占空比会使辐射脉冲时到达的回波因接收机关闭而不能接收,引起接收信号的损失,称为遮挡损失。依据发射信号时回



波脉冲的精确位置,这种损失可能介于0和一个较大的值之间<sup>[106]</sup>。为了减少遮挡损失,可考虑一些与此有关的问题。遮挡的程度随着目标距离随时间的变化而变化,使遮挡在覆盖上产生周期性的洞。另一方面,一个快速接近的目标不会长时间地被遮挡,从而有遮挡时目标的检测可在稍短的距离实现。

对具有低相对速度的目标,可通过多个 prf 来减少目标的遮挡时间。当跟踪一个目标时,通过在恰当的时间改变 prf,可阻止目标的回波在接收机关闭时到达。占空比的减小和距离波门的增加也将减小遮挡的影响,但如果 prf 太低,将不再是高 prf 脉冲多普勒雷达<sup>[107]</sup>。

**解距离模糊** 高 prf 脉冲多普勒雷达导致许多距离模糊,距离模糊可通过多 prf 解开,尽管其他的方法如用 RF 频率调制或脉冲特性调制来解也是可能的<sup>[108]</sup>。根据两个 prf 的模糊距离测量,利用类似于 2.10 节的方法,可决定目标的真实距离。为了增加所能达到的非模糊距离和减少“仙波”的可能性(当存在不止一个目标,并且一个目标的模糊距离与另一个目标的模糊距离一样时会产生“仙波”,两个目标的假重合会被雷达判别为目标的真实距离),需要三个而不是两个 prf, prf 之间的比值通常为质数(即两个数之间没有公因子)。例如,如果 prf 之间的比值为 7、8 和 9,则三个 prf 所决定的非模糊距离是中间 prf 的  $7 \times 9 = 63$  倍。中国余数定理已用于从模糊的测量中计算目标的真实距离<sup>108</sup>,但还有一些其他的算法也可用于这个方面<sup>109</sup>。

**其他考虑** 利用三个不同的 prf 测量目标真实距离的高 prf 脉冲多普勒雷达,要求在每个 prf 都要进行目标检测和距离测量,这使功率-孔径积(或者其他的评价指标)比不要求冗余发射的雷达高三倍。对给定的测距性能,当其他各项指标保持不变时,高 prf 脉冲多普勒雷达将要求比 AMTI 雷达更大的发射机平均功率。高 prf 和高占空比也导致高 prf 脉冲多普勒雷达多目标分辨能力差,难于决定空中紧密编队的军用飞机的数量。高 prf 脉冲多普勒雷达比 AMTI 雷达更复杂、造价更昂贵。另一方面,由于没有多普勒模糊和较好的多普勒处理,高 prf 脉冲多普勒雷达可比较好地测量目标的径向速度,通过提取目标的多普勒频率而不解距离模糊,可增大目标的检测距离。这种工作方式也称为速度搜索模式,在多模式机载雷达中可用于远距离目标的初始检测。

使用 AMTI 方式(美国海军工作在 UHF 的 E2 机载雷达)或脉冲多普勒方式(美国空军工作在 S 波段的 AWACS 机载雷达)的机载空中监视雷达的性能不相上下<sup>[110]</sup>,都能完成空中监视的任务。但在过去,E2 AMTI 系统的造价比高 prf 脉冲多普勒 AWACS 系统的造价低得多。然而,AMTI 方法不能用在军用战斗机或攻击机所需的更高微波频段。

### 中 prf 脉冲多普勒雷达

中 prf 脉冲多普勒雷达的 prf 介于高 prf 脉冲多普勒雷达的 prf 与 MTI 雷达的 prf 之间,因而有距离和多普勒模糊。由于照射距离模糊单元的脉冲较少,所以中 prf 脉冲多普勒雷达天线旁瓣看见的杂波少于高 prf 脉冲多普勒雷达。回波谱旁瓣区的杂波电平越低,具有低多普勒速度的目标的检测越好(如后视目标以及几乎横向运动的目标)。与高 prf 脉冲多普勒雷达相比,能在更远距离检测速度慢的运动目标。然而,prf 的减少会使 prf 线靠得更近,旁瓣杂波区将重叠,不会出现像高 prf 脉冲多普勒雷达那样的无杂波区。尽管低 prf 会使频谱上的高 prf 线折叠起来产生旁瓣杂波,使旁瓣杂波增加,但由于在中 prf 时接收的脉冲较少,这种增加不会完全消除用中 prf 接收较少脉冲而降低杂波所带来的好处。

在工程应用中,极少有十全十美的事情,通常需要在各种因素中采用折中处理。这种情况在试图决定应该选用两种脉冲多普勒雷达的哪一种时表现出来。高 prf 脉冲多普勒雷达面对

高速靠近目标时具有好的性能,但当目标与雷达的相对速度较小时性能较差。中等 prf 脉冲多普勒雷达却刚好相反,对慢速运动目标具有好的性能,而对高速运动目标性能差。根据 Morris 的研究<sup>[111]</sup>,平均发射功率完全一样时,对高速接近的目标而言,高 prf 脉冲多普勒雷达所提供的目标检测距离比中 prf 脉冲多普勒雷达高 50%。另一方面,当目标高度小于 10 000 英尺时,中 prf 脉冲多普勒雷达面对远离(低相对速度)的目标具有更好的性能。在原先的 S 波段 AWACS 竞标中,一个主要投标者提出了高 prf 脉冲多普勒,而另一个主要投标者提出了中等 prf,高 prf 雷达最后中标,但两个方案中的任一个可能都可完成 AWACS 的工作。

在战斗机或截击机的 X 波段雷达设计中,将高 prf 和中 prf 交替使用,以便获得两者的优点并不罕见。这种机载雷达具有多种雷达工作模式,包括低 prf 雷达工作模式,用于天线波束上视的场合,这时天线波束上视,没有杂波因而不需要多普勒处理。当高 prf 和中 prf 脉冲多普勒波形交替使用时,需要更多的时间来完成两种工作模式(如果不做其他事情使判决时间保持恒定)。发射功率和天线扫描必须增加,以便在更短的时间内作出检测判决,或者必须在检测距离和判决时间之间作出牺牲。

在中 prf 脉冲多普勒雷达中,高度回波可以通过距离波门或滤波消除,而在高 prf 脉冲雷达中只有利用滤波消除。距离波门可检测雷达发射频率附近的低相对速度目标,但在高 prf 雷达中,这些目标与高度回波一起,可采用滤波器消除。

由于中 prf 脉冲多普勒雷达具有较低的占空比,它的测距精度和分辨多目标的能力都优于高 prf 系统。中 prf 脉冲多普勒雷达如高 prf 脉冲多普勒雷达一样,不能像低 prf 雷达一样使用灵敏度时间控制(STC)来减小近距离杂波的影响。

与高 prf 脉冲多普勒雷达一样,中 prf 脉冲多普勒雷达中比较重要的一点是天线必须具有低的旁瓣以便使通过旁瓣进入雷达的接收信号最小。

**解距离模糊<sup>[112]</sup>** 与高 prf 脉冲多普勒雷达一样,中 prf 雷达中的距离模糊也可通过发射三种 prf 的脉冲加以解开。然而,在中 prf 脉冲多普勒雷达中,由于存在主瓣杂波非常强的多普勒区域,使运动目标实际上不可能检测。为了保证运动目标在这些盲区外能在至少三个 prf 上检测,中 prf 脉冲多普勒雷达必须用 7 或 8 个 prf 发射脉冲。一个例子如图 3.44 所示,图中上部是 7 个 prf 的清楚区域,下部是可以得到的作为目标径向速度函数的清楚区域数目。这种情况下的最小清楚区域数目是 3,与要求解距离模糊的数一致。如果要求同样的测距性能,在使用 7 或 8 个 prf 的前提下,中 prf 雷达的功率-孔径积必须比高 prf 脉冲多普勒雷达的功率-孔径积大得多,甚至比具有同样测距性能的 AMTI 雷达还高。每次改变 prf 时,都要求在处理开始前有段移定时间,这可能减少检测距离。如果处理器为了提高多普勒滤波器的性能对每个 prf 要求填充脉冲,这也会降低距离检测的性能。

中 prf 脉冲多普勒雷达中所用的 prf 值之比可以到 2 : 1。如果脉冲宽度保持为常数,由于发射机占空比和辐射信号的能量与 prf 有关(假设峰值功率为常数,通常是这样),因而雷达的作用距离将随 prf 的变化而变化。雷达作用距离随 prf 的可变性不是所希望的。还有,为了使工作条件和加热周期的变化最小,高功率雷达发射机通常更适宜工作在恒定占空比的情况下。因此,保持占空比恒定是重要的。这个要求在中 prf 脉冲多普勒雷达中可通过随 prf 改变脉冲宽度来实现。脉冲宽度的改变要求接收机的匹配滤波器带宽也要随之而变。

### 三种 prf<sup>[113]</sup>

本节对高 prf、中 prf 和低 prf 雷达作了比较。表 3.2 归纳了三种 prf 机载雷达的“典型”

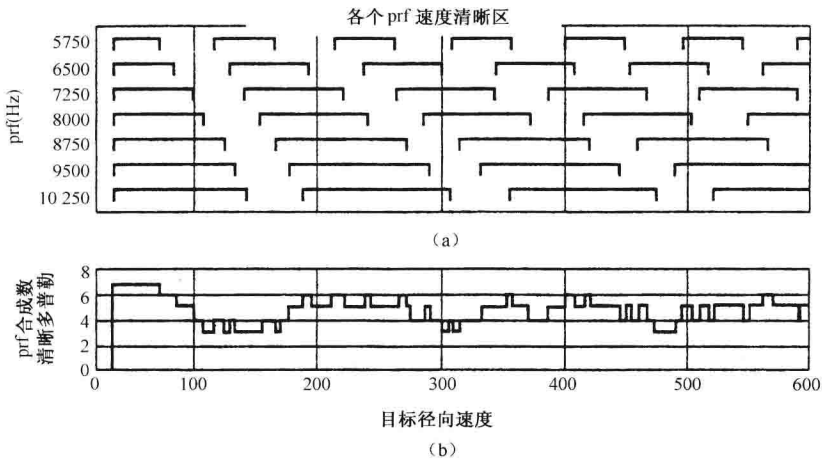


图 3.44 (a)用 7 种不同的中 prf 所获得的清晰区,在该区内可进行目标检测。(b)目标能在清晰区内观察到的 prf 数,这个数是目标径向速度的函数(该图最初由去世不久的 Frederick C. Williams 提供给作者)

prf 值。表中所列 prf 和占空比仅仅是为了说明三种 prf 雷达的差异(特别是占空比)。机载雷达所用的值常常在这些值之外。X 波段雷达的三个 prf 值可在战斗机或截击机上应用,低 prf 机载脉冲雷达不采用从杂波中检测运动飞机的多普勒处理,它主要采用没有杂波的上视工作模式而不是有杂波的下视工作模式。工作频率在 X 波段之外的脉冲多普勒雷达,prf 与 RF 频率成正比。为了便于比较,表中包括了 UHF 波段低 prf 宽域监视 AMTI 雷达,表中没有包括具有中、高 prf 波形的 S 波段宽域监视雷达,三种 prf 的机载多普勒雷达特点分别总结如下。

表 3.2 三种 prf 的比较

雷 达	prf *	占空比 *
X 波段高 prf 脉冲雷达	100~300kHz	<0.5
X 波段中等 prf 脉冲雷达	10~30kHz	0.05
X 波段低 prf 脉冲雷达	1~3kHz	0.005
UHF 低 prf AMTI	300Hz	低

\* 这些只是举例说明值。真实雷达可以用大于或小于所示值。

高 prf 脉冲多普勒雷达

- 多普勒频率没有模糊,没有盲速,但存在许多距离模糊。
- 距离模糊可以通过发射三种冗余波形解开,每种波形具有不同的 prf。
- 发射机泄漏和高度回波通过多普勒滤波消除。
- 主瓣杂波通过可调滤波器消除。
- 在无杂波区可以检测远距离高速接近目标。
- 低径向速度目标通常被距离上折叠起来的近距离旁瓣杂波淹没在多普勒频域区,检测效果较差。
- 经常只用一个距离波门,但具有大的多普勒滤波器组。
- 与低 prf 系统相比,高 prf 导致更多的杂波通过天线旁瓣进入雷达,因而要求更大的改

善因子。

- 为了使旁瓣杂波最小,天线旁瓣必须十分低。
- 同其他的雷达相比,距离精度和距离上分辨多个目标的能力比其他雷达差。

#### 中 prf 脉冲多普勒雷达

- 具有距离和多普勒模糊。
- 没有高 prf 系统存在的无杂波区,因此,高速目标的检测性能不如高 prf 系统。
- 较小的距离模糊意味着天线旁瓣看见的杂波较少,因此,与高 prf 系统相比,可在更远距离检测低相对速度目标。

● 中 prf 系统相当于用高速目标的检测能力换取低速目标的更好检测,因此,如果只有一个系统可用的话,战斗机或截击机应用雷达更愿意采用中 prf 系统。

- 高度回波通过距离门消除。
- 与高 prf 系统相比,要求的距离波门较多,但每个波门的多普勒滤波器数较少。
- 为了确保目标在至少三个 prf 上有恰当的多普勒频率,以便分辨距离模糊,必须采用 7 或 8 个不同的 prf。
- 在差不多的距离性能下,冗余波形越多意味着发射机的功率越大。
- 与高 prf 系统相比,可获得更好的距离精度和距离分辨力。
- 为了减少旁瓣杂波,天线必须有低的旁瓣。

#### 低 prf 的 AMTI

- 没有距离模糊,但有许许多多普勒模糊(盲速)。
- 要求采用 TACCAR 和 DPCA 技术消除平台运动的影响。
- 在远距离由于地球的曲率没有杂波,因而可在无杂波情况下工作。
- 旁瓣杂波并不像在脉冲多普勒系统中一样重要。
- 最好的工作频段为 UHF 或者 L 波段,盲速的增加和平台运动补偿的低效率,阻止了低 prf 雷达工作在更高的微波频段。

● 与用于宽域空中监视的更高频率脉冲多普勒雷达相比(S 波段),AMTI 雷达较低的射频频率(UHF)导致宽的天线波束。

- 没有距离模糊需要解开,不需要多个 prf 的冗余波形。
- 在相同的性能下,要求的平均功率和天线孔径乘积比脉冲多普勒雷达小。
- 通常比脉冲多普勒雷达更简单。
- 费用通常比同样性能的脉冲多普勒雷达少得多。
- 战斗机或截击机的 X 波段下视检测杂波中的运动目标的雷达不能采用 AMTI。然而,没有多普勒处理的低 prf 模式,可充分用于没有杂波的情况如天线上视,或者目标与雷达之间的距离小于雷达高度,使经由旁瓣进入的近地杂波可以通过距离波门消除。

#### 机载空中监视雷达天线

机载空中监视雷达,如美国海军工作在 UHF 的 E2 机载预警(ATMI)雷达[图 3.45(a)]和美国空军工作在 S 波段的 E3 AWACS(高 prf 脉冲多普勒雷达)雷达[图 3.45(b)],都采用大的外置旋转雷达天线罩(旋转雷达天线罩是封闭的天线罩,天线和天线罩一起旋转)。尽管物理剖面较低,由八木端射辐射器阵列构成的 UFH 雷达天线提供一个等效的垂直孔径,而 S 波段 AWACS 雷达天线是超低旁瓣的裂缝波导阵列。尽管天线增益不同,E2 和 E3 有可比的

有效孔径面积。俄罗斯(前苏联)的 AEW 雷达也用旋转雷达天线罩。以色列 L 波段 Phalcon AEW 雷达采用与飞机共形的相控阵天线[图 3.45(c)]。瑞典的 S 波段 Eyrie AEW 雷达使用相控阵雷达[图 3.45(d)],天线沿机身的顶部放置以便察看飞机的两侧,Eyrie 雷达是为小型飞机设计的,当目标大小一样时,与较大的系统相比作用距离较短。与 Phalcon 雷达一样,电扫相控阵天线可根据飞机的结构或沿机身外部共形安装。要利用固定的相控阵天线获得  $360^\circ$  方位覆盖是困难的,而要在旋转罩内放置大天线也是困难的。旋转雷达天线罩在机身上可放置在相对较高的地方,以便使机翼和发动机阻挡带来的不想要的旁瓣最小。采用平铺相控阵天线要避免由飞机结构所带来的天线信号阻挡更困难。旋转雷达天线罩的机械缺点并不是过去 AEW 雷达的限制。旋转雷达天线罩具有空气动力的提升以部分补偿它的重量。尽管存在缺点和从美学上考虑应用共形的天线代替旋转雷达天线罩,但已证明,在远距离  $360^\circ$  覆盖的 AEW 机载雷达中,旋转雷达天线罩是非常优秀的选择。采用电扫相控阵的另一种方法是图 1.14 所示的 Wedgetail 系统。

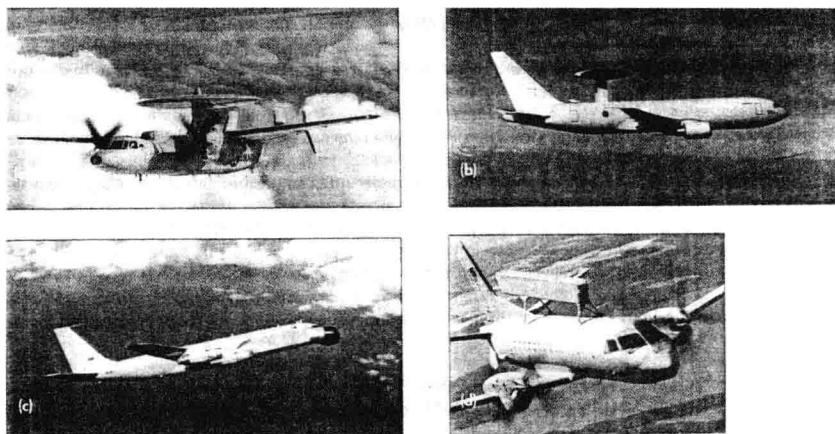


图 3.45 四种不同类型机载空中监视雷达的照片。(a)美国海军工作在 UHF 的航母载 E2C“鹰眼”机载预警(AEW)雷达。旋转八木端射天线单元阵列密封在 24 英尺 $\times$ 2.5 英尺的旋转罩内。旋转罩顶部的小型锥形物是卫星通信(SATCON)天线。(b)美国空军 E3 AWACS S 波段脉冲多普勒雷达,其 24 英尺 $\times$ 5 英尺旋转超低旁瓣平面阵置于一个旋转罩内。该特定例子是装在日本航空自卫队的波音 767 飞机上。最初的 AWACS 装在 707 飞机上(Northrop Grumman 公司提供)。(c)Phalcon L 波段机载预警系统采用“共形”安装在机身前部左右两侧的电扫相控阵雷达。该例装在波音 707 飞机上,阵列为 12m $\times$ 2m(39 英尺 $\times$ 6.6 英尺),并从机身侧面伸展 1.5 英尺。每侧阵列有 600 个固态 T/R(收/发)组件。在飞机头部直径为 3m(9.8 英尺)的天线罩提供前向扇区覆盖,总共可获得  $280^\circ$  的方位覆盖。后机身两侧作为备用,可安装较小的 4m $\times$ 2m(13 英尺 $\times$ 6.6 英尺)的相控阵,以便将方位覆盖扩展到  $360^\circ$ (以色列 IAI ELTA 电子工业有限公司提供)。(d)Eyrie S 波段机载预警与控制脉冲多普勒雷达,其背靠背电扫相控阵天线安装在 Saab 340B 飞机顶上的背部单元内。在 8m 长的阵列内共有 192 个固态 T/R 组件。每侧阵列覆盖  $120^\circ$  方位扇区(瑞典 Ericsson 微波系统 AB 公司提供)

### 面基脉冲多普勒雷达

本节讨论的大多数多普勒雷达都涉及机载应用,脉冲多普勒雷达也已用于地面雷达和船

用雷达,以便从杂波中检测小的目标,特别是检测正在逼近军用防空系统的高速敌方目标和导弹。面基脉冲多普勒雷达已在 L 波段用于检测近程和远程的飞机和导弹,而在 X 波段用于检测刚从地平线上出现的近程低高度反舰导弹。可检测 10km 范围内导弹的 C 波段舰载雷达已经出现<sup>[114]</sup>,它用 4kHz 的 prf 和 45rpm 的天线,具有 37.5km 的非模糊距离和 110m/s 的非模糊速度。

### 3.10 其他的多普勒雷达

#### 非相干 MTI 雷达

在 MTI 雷达中,必须有一个基准信号以便识别运动目标回波由多普勒效应产生的多普勒频移。因此,到目前为止所讨论的 MTI 雷达往往称为相干 MTI 雷达,其基准信号是一个振荡器,它的相位以发射信号的相位为参考。来自杂波散射单元的回波信号也具有发射信号的特性,可以作为基准信号提取目标回波的多普勒频移。由于杂波和运动目标回波同时输入接收机,因而不需要内部基准信号。利用杂波作为基准信号提取多普勒频移目标回波的雷达称为非相干 MTI 雷达,或者称为外相干 MTI 雷达。

使用功率振荡器作为发射机的非相干 MTI 雷达简化方框图如图 3.46 所示。除了通常是延迟线对消器的 MTI 滤波器外,非相干 MTI 雷达类似于常规脉冲雷达的方框图。IF 放大器后面的检波器或多或少是常规的幅度检波器,而不是需要 coho 作为基准信号的相位检波器。检波器是非线性器件,通过将杂波信号与多普勒频移的运动目标信号相乘产生多普勒信号(差频),然后通过 MTI 滤波器提取。

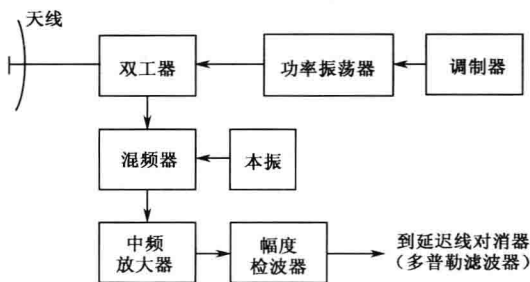


图 3.46 非相干 MTI 雷达方框图

非相干 MTI 雷达的优点是它的相对简单性。过去用于地面的 MTI 和机载的 MTI。非相干 MTI 雷达的主要限制是要求杂波和目标同时出现。粗略地看,这个要求是合理的,因为没有杂波就不需要 MTI 雷达。然而,由于杂波在空间极少均匀分布,当没有杂波出现时延迟线对消器将对消目标回波。因此,当包含目标的距离分辨单元没有杂波时,延迟线对消器必须关闭。为此,需要一些识别杂波是否存在,并且快速打开和关闭延迟线对消器的方法。由于杂波具有斑点特征,当脉冲传播时,延迟线对消器可能要多次打开和关闭。

非相干 MTI 的改善因子通常比相干 MTI 的改善因子差得多<sup>[115]</sup>。由于“杂波基准信号”不能另外单独得到,无法用 Q 通道,因而盲相可能带来大的损失(3.3 节)。还有,杂波作为基准信号可能会比相干 MTI 的内部基准振荡器带来更多的噪声。所有这些很不好的影响的总和,对要求大改善因子的大多数 MTI 应用而言,非相干 MTI 并不是具有吸引力的候选者。然



而,在下节描述的侧视机载雷达(SLAR)中,非相干雷达已经成功地用于地面运动车辆检测。

#### 地面运动目标的机载雷达检测<sup>[116,117]</sup>

用于检测空中飞机的 AMTI 雷达和机载脉冲多普勒雷达,当对地工作时也可检测地面移动的机动车辆。在高速公路上卡车和汽车可能大量出现,并且雷达反射面积很大。这些机动车辆以雷达多普勒通带内的速度行驶,导致大量不想要的回波,造成雷达追踪计算机的过载。

另一方面,地面上的机动车辆又是军事感兴趣的目標。机载战场监视雷达的目的就是检测和跟踪这些目标。至少有四种不同的机载雷达可用于地面运动目标的检测:

- AMTI 的变种称为 GMTI(地面运动目标显示);
- 具有非相干 MTI 的侧视机载雷达(SLAR);
- 具有多普勒滤波的合成孔径雷达(SAR);
- 干涉 SAR(InSAR)。

下面将对每种雷达作简单的讨论。

**GMTI** 现代攻击机/战斗机雷达的空-地工作模式之一就是检测地面运动目标,通常称作地面运动目标显示(GMTI)。当感兴趣的目標是地面机动车辆时,来自空中飞机的回波变成了令人讨厌的回波。

GMTI 模式可用低或中 prf,使距离和想覆盖的多普勒频率没有模糊,雷达设计的主要目的是获得低的最小可检测速度。对固定的最小可检测多普勒频率,雷达频率越高最小可检测速度越低。因此, $K_u$  或  $K_a$  波段空-地雷达可能比 X 波段或更低频率雷达更能检测慢速目标。

F-20 飞机所用 AN/APG-67 雷达是低成本的 X 波段机载雷达(仅重 270 磅),采用中 prf 波形,可检测 $\pm 45^\circ$ 范围内速度大于 5 节的地面机动车辆<sup>[118]</sup>。GMTI 模式的最大距离是 50 海里。坦克类型的目标可在 20 海里外检测到。

低 prf 的 MTI 模式,类似于 GMTI 模式,可用于检测正在移动的舰船。AWACS 雷达使用一种特殊的“对海模式”特别设计来检测舰船(舰船是相对较大的目标,海杂波比地杂波小得多,因而可用有适度分辨率的不太复杂的雷达容易地检测舰船,通常没有必要使用多普勒处理)。

**SLAR**<sup>[119,120]</sup> 侧视机载雷达通常采用比较常规的高分辨力雷达,但用非常规的方法获得地面类似地图的地面场景图像,并用非相干 MTI 检测运动目标。例如 X 波段的 Motorola 公司的 SLAMMR 雷达,它是一部 X 波段成像雷达,使用 16 英尺的固定侧视天线,脉冲长度为  $0.2\mu s$ ,磁控管发射机的平均功率为 60W。非相干 MTI 处理利用杂波回波作为基准信号,提取多普勒频移后的目标回波。经过衰减后的 SLAR 地面图像通常与检测到的运动目标相叠加,以便从几何上确定目标的位置。在每一个距离分辨单元,SLAMMR 利用数字方法构成具有 32 个相邻滤波器的滤波器组。在低频滤波器中使用某种形式的自适应门限,减少平台运动带来的杂波谱扩展。低频滤波器的动态偏差使滤波器能够根据每个距离单元地杂波的要求作出相应调整<sup>[119]</sup>。据说这种非相干 MTI SLAR 能在 50 海里之外检测速度小到 5 英里/小时的运动目标,更大、更快的目标可在 80 海里外检测到。

**具有 MTI 的 SAR**<sup>[121]</sup> 合成孔径雷达产生高分辨力的场景图像或影像,方法是在处理器中合成一个等效的大天线阵来获得好的横向距离分辨力。径向距离的高分辨力是利用短脉冲或脉冲压缩方法获得的。高性能的 SAR 在距离和方位上能达到 1m 的分辨力,如果需要也可比 1m 小得多。SAR 比 SLAR 复杂得多,但 SAR 能产生很高分辨力的图像。



常规 SAR 通常用于地面静止目标的成像,当有运动目标被 SAR 照射时,所得运动目标图像会模糊、歪曲和发生位置移动。当运动目标的多普勒频移大于静止的地杂波带宽时,利用 SAR 可以检测运动目标(这种情况下的杂波是所希望的信号)。然而,这种方法由于要求足够高的 prf 以避免多普勒频谱的折叠,在应用上受到一定的限制。另一方面,高 prf 也可能产生距离模糊问题。利用 SAR 提取运动目标的方法不能检测低径向速度的目标。

**干涉 SAR** 在 SAR 图像中,分辨单元或像素通常利用像素内信号的幅度表示。除了幅度外,每个像素的信号还有相位。干涉 SAR 利用像素点的相位信息检测运动目标,相位信息还能用于像素内目标的高度测量<sup>[122,123]</sup>,但本节不讨论这方面的内容。

在最初的干涉 SAR 中,用的是两个完全一样的侧视天线,它们沿载机或空间飞行器飞行方向纵向放置。在水平方向上它们是分开的,并且指向与飞行方向  $90^\circ$ (垂射)的角度。通过每个天线都可获得同一场景的 SAR 图像,但由于飞机的前向飞行,所得图像的时间稍微不同。在某个特定的分辨单元内,前面天线所获得的信息比后面(尾部)天线获得的信息稍早,如果在某个特定的分辨单元中存在运动目标,则两幅图像上的相位将存在差异,而静止目标的相位在两幅图像内是不变的。因此,通过检查两幅图像上相应的分辨单元对的相位变化(相位随时间的变化意味着多普勒频移)可以检测运动目标。相位的变化与两天线之间的间距、载机的速度和分辨单元内运动目标的速度有关。干涉 SAR 技术可检测慢速运动目标,也是检测 SAR 图像中出现的运动目标的一个好方法。干涉 SAR 的最初应用之一,就是检测和测量海浪的径向速度<sup>[124]</sup>。

除地面固定目标的成像外,更复杂的干涉 SAR 还用于地面机动车辆的检测,如 Northrop Grumman 公司研制的 X 波段 JSTARS(联合监视目标攻击雷达系统)AN/APY-3。JSTARS 的侧视天线安装在称作 E-8C 的波音 707 上,是美国空军/陆军机载战场管理系统,用于干涉 SAR 技术检测运动和固定目标。根据 Northrop Grumman<sup>[125]</sup> 公司介绍,JSTARS 的目的是“检测、定位、识别和分类,并且跟踪卡车、坦克和其他各类军用目标”,在它的广域监视/运动目标显示(MTD)模式中,雷达的覆盖范围几乎为  $50\,000\text{km}^2$ ,甚至能区别履带和轮式机动车辆。“它能够在 200km 以外发现以行走速度运动的目标,并且能在米级误差范围内精确定位目标”。

JSTARS 的裂缝阵列天线 24 英尺宽和 2 英尺高,有  $456 \times 28$  个水平极化单元<sup>[126]</sup>,天线波束在方位方向可以电扫  $\pm 60^\circ$ ,俯仰方向采用机械旋转。天线分成三个独立的孔径,但整个天线也可馈电作为具有窄波束的单口径天线。这称为和模式,用于发射信号和 SAR 成像。三个独立的孔径每个 8 英尺宽,波束宽度为和模式的 3 倍。它们提供干涉模式用于运动目标检测和跟踪。对目标的检测和精确定位而言,尽管两个分开的天线已经足够,但当地面杂波与具有相同多普勒频移的目标出现在同一距离分辨单元时,就会出现空间相关的情况,这时处理至少需要三个孔径。

当目标和具有相同多普勒频移的杂波位于同一距离单元时,由于它们具有不同的到达角,因而利用三个孔径可将检测到的运动目标回波从表面杂波中提取出来。通过将相邻天线孔径的回波相加(左边和中间孔径作为一对,中间和右边的孔径作为另一对),并根据多普勒频率采用适当的加权,以便在接收天线方向图上产生零凹口,对准杂波的到达方向,同时尽可能多地保留从稍微不同方向到达的目标信号,实现这个处理过程。干涉杂波抵消导致两个分开的杂波抵消通道,通过经典检测和角度测量方法的应用,可容易地从地面运动目标的剩余信号中检测和定位运动目标<sup>[127]</sup>。

在 JSTARS 中,左边和中间的孔径以及中间和右边的孔径起着偏移相位中心天线(DP-CA)的作用,可以抵消主瓣杂波并且产生两个包含运动目标信息的无杂波通道<sup>[128,129]</sup>。

与常规的单波束机载 MTI 雷达相比,用于 JSTARS 的三波束干涉 SAR 能检测具有更小相对速度的运动目标。在常规机载 MTI 雷达中,如果要检测位于波束照射的杂波区中心附近的运动目标,要求运动目标径向速度产生的多普勒频移必须位于杂波谱的外边。例如,波束宽度为  $2^\circ$  的侧视天线,指向垂射方向,安装在速度为 240m/s(约 470 节)的载机上,产生的地杂波速度谱约为  $\pm 4\text{m/s}$ (约 8 节)。如果一个目标位于照射区域中心附近,则只有径向速度大于  $\pm 4\text{m/s}$  时才能检测到。如果一个目标位于天线波束后部边缘向着雷达运动,则要求它的地面速度必须大于 8m/s,才足以将其从背景杂波谱中分离开来。另一方面,能以 0.1 波束宽度( $\pm 0.1^\circ$ )的精度检测和测量目标和杂波到达角的干涉 SAR,理论上能检测到十分之一径向速度运动的目标,这种情况下即为  $\pm 0.4\text{m/s}$ (约 0.8 节)的目标<sup>[127]</sup>。

检测静止目标和运动目标的两种模式在时间上共享(交错地)。停止的坦克和其他车辆通过 SAR 模式决定,慢速运动目标通过干涉 SAR 模式发现。

JSTARS 是远距离广域监视系统,使用相对较大的天线并安装在大型飞机上,同样的基本技术已经用于更小的雷达。如  $K_a$  波段的 Nothrup Grumman AN/APG-76 系统,该系统很小,足以安装在战斗机/攻击机的吊舱或机头内<sup>[130]</sup>。这样一个干涉 SAR 使用了不止两个天线,天线不需要完全一样,不必处于侧视状态或者沿飞行方向纵向安装。AN/APG-76 使用前视舱壁安装的机械万向接头天线,天线由固定的干涉仪阵列组成,机械视轴物理上可转向目标。AN/APG-76 提供 SAR 图像和用干涉天线的运动目标检测。它在垂直方向还有偏置的天线孔径,可在像素至像素的基础上提供散射目标的高度信息,以便产生三维的 SAR 图像。APG-76 有 10 英尺的分辨力,每个像素的高度灵敏度为 20 英尺<sup>[131]</sup>。

### MTI 对信-噪比的影响

MTI 延迟线对消器常常试图使用少于实际可以得到的脉冲的较少脉冲数来抵消杂波。因此,MTI 之后通常对实际可得脉冲相干积累,以增大输出信-噪比。然而已有文献证明,由于 MTI 脉冲积累时 MTI 处理使独立的输入噪声下降,会使检测性能下降<sup>[132,133]</sup>。对单、双和三延迟线对消器而言,MTI 噪声积累损失的结果分别近似为 1.0、1.8 和 2.2dB<sup>[134]</sup>。积累前的脉冲幅度加权可减少这种损失<sup>[135]</sup>。

在许多 MTI 雷达应用中,信-噪比的损失通常并不特别重要。MTI 只在较短的距离上需要,这时杂波对目标的可检测性构成了严重的影响,而接收机噪声并不是一个问题。这就是为什么当脉冲到达的距离超过杂波出现的最大距离时,MTI 处理通常关闭的原因。如果雷达的信号处理通道在没有杂波的远距离仍保留 MTI 处理,则当目标的径向速度为盲速或处于盲速附近时,目标的多普勒处理器带来的衰减会产生信-噪比的其他损失。

当杂波比噪声大得多时,高性能脉冲多普勒雷达的设计者(或雷达购买者)较少关心信号的可检测性,而把主要精力放在利用冗余波形分辨距离模糊和利用填充脉冲作复杂的多普勒处理上,以便在严重杂波环境中成功检测运动目标。

### 脉冲串雷达<sup>[136-138]</sup>

这种波形试图在获得脉冲多普勒波形优点的同时,去除它的缺点。脉冲串雷达由高 prf 或中 prf 的脉冲串组成,脉冲串以足够低的 prf 重复,以便在距离上没有距离模糊。Nathan-son 声称一个脉冲串内的脉冲数可以为 8~32 个<sup>[137]</sup>,但这自然并不意味着固定的限制,一个

脉冲串内的脉冲数与雷达应用特征有关。有时在脉冲串内采用幅度和相位加权,以便进一步减小波形的旁瓣电平(并增加杂波衰减),特别是在杂波的距离大于脉冲串波形的距离范围的情况下。然而,辐射信号的幅度加权可能对雷达发射机提出不容易满足的要求。

### 单脉冲多普勒雷达

当雷达波束不连续时会在多普勒域和距离域产生模糊,如本章前面所述,这样的模糊会给 MTI 和脉冲多普勒雷达带来问题。然而,有几种情况可以使用单个脉冲检测多普勒频移。为了在单个脉冲基础上检测多普勒频移,必须在脉冲的持续时间内有一个周期的多普勒频率。这就要求脉冲持续时间  $\tau$  比多普勒频率  $f_d = 2v_r/\lambda = 1/T_d$  的周期  $T_d$  更大,它意味着  $f_d\tau > 1$ , 因而有  $\tau > \lambda/2v_r$ , 其中  $\lambda$ 、 $v_r$  分别为波长和径向速度。如果最小可检测速度是  $v_{\min}$ , 则  $v_{\min} = \lambda/2v_r$  (如果杂波较强,最小可检测速度可能大于这个值)。低的  $v_{\min}$  要求长的脉冲和/或非常短的波长。然而,如果要在杂波中检测运动目标,上面给出的最小可检测速度表达式太简单,需要更精确的方法评估 MTI 性能。良好的多普勒鉴别可能要求比上面  $v_{\min}$  的表达式所表示的脉冲更长。

单个脉冲多普勒方法用于早期的空间监视雷达,以检测弹道导弹和卫星。然而,这种雷达不需要在地面或气象杂波中检测目标。在这些雷达中,单个脉冲多普勒测量用于提取目标的径向速度,以便建立目标的航迹。这些雷达工作在 UHF 频段,具有罕见的长脉冲。如脉冲宽度是 2ms,波长为 70cm(UHF),则最小可检测速度是 175m/s,或者约 350 节。这对飞机的检测而言太高,但适合检测速度高得多的大气层外的目标。

在另一种短波长的极端情形,工作频率为 94GHz 的毫米波雷达将要求一个  $32\mu\text{s}$  的脉冲持续时间,以便根据上面关于  $v_{\min}$  的准则,最小可检测速度为 100 节。毫米波雷达单个脉冲多普勒波形可能的优点是会产生许多常规多普勒雷达中产生的盲速。为了利用长的单个脉冲获得距离分辨力,可以使用脉冲压缩技术。为了在杂波中检测运动目标,具有或不具有脉冲压缩的单个脉冲波形,必须设计得具有好的频谱特性和多普勒滤波特性,以便有一个可接受的最小可检测速度。

### 二维 MTI

最初的二维 MTI 雷达将雷达整个扫描所得的距离-方位分辨单元回波幅度全部存储起来,然后用下次扫描所得的类似数据减去这些存储数据。这将达到静止杂波的抵消,但出现在不同分辨单元的运动目标(因为目标的运动)回波将不会被抵消。二维 MTI 并不依赖多普勒频移来区分运动目标和静止杂波,因而不需要相干雷达。二维 MTI 没有多普勒运动目标检测方法所遇到的盲速或多普勒距离模糊的限制。这种形式的二维 MTI 的检测方式是视频检测方法,要求从扫描到扫描时杂波是静止的。早期的二维 MTI 雷达使用模拟存储管记录视频数据。差的模拟存储技术和其他早期设备的不完善限制了二维 MTI 雷达从杂波中提取小目标的能力。就这种应用而言,数字杂波图比模拟存储管更好。

一种更适用的二维 MTI 雷达使用很短的脉冲,在脉冲到脉冲而不是扫描到扫描的基础上进行回波相减<sup>[139]</sup>。相减可以不相干地在视频进行。这种处理方式比扫描到扫描相减要求较小的存储空间,避免了多普勒形式的 MTI 所带来的许多问题。然而,为了飞机的检测,脉冲宽度必须为纳秒量级。在高的频段二维 MTI 具有更大的吸引力,这时有更大的带宽可用,但常规多普勒 MTI 在这个频段经常遭遇过度盲速的有害影响。

二维 MTI 已经在超宽带(UWB)雷达中作了运动目标检测的检验。在 UWB 雷达中,多

普勒的概念与使用相对带宽较窄的普通雷达不同。在常规带宽的雷达中,由于带宽足够窄以至于多普勒频移在整个信号的谱宽内可视为常数。对 UWB 系统而言,这种假设不再成立。多普勒频率在整个信号频谱宽度的变化必须加以考虑。正是因为这个原因,对 UWB 来说时域比频域更有用。具有极高分辨力的潜力和独立于多普勒频率,使二维 MTI 在 UWB 应用中具有吸引力。被检验的一个特定的 UWB 雷达概念是中心在 X 波段的 30% 带宽雷达。它的目的是要检测刚好出现在雷达水平线上贴海高速飞来的导弹<sup>[140]</sup>。这种概念雷达的最小可检测速度为 100 节,prf 为 8kHz。由于 3GHz 带宽的脉冲具有高分辨力(5cm),来自“海面尖峰”的海上回波在时间和空间上都是非平稳的,如 7.4 节所讨论的那样。超高分辨力和“海面尖峰”的非平稳性允许在没有杂波的地方检测目标(有时称为杂波内可见度)。当目标碰巧与杂波尖峰脉冲一起时,二维 MTI 抵消杂波,但保留了运动目标回波。然而,UWB 二维 MTI 雷达的一个严重限制是它需要占用大量电磁波频谱。

### 接收相干

接收相干 MTI 这一术语有时用来描述使用功率振荡器,如磁控管作为发射机而不是作为功率放大器的 MTI 雷达。每次功率振荡器发出脉冲时,脉冲的相位从脉冲到脉冲是随机的。正如 3.1 节结尾部分所描述的那样,为了给接收机提供相干参考,以便可以检测多普勒信号,每次发射脉冲时 coho 的相位都设置为等于功率振荡器的相位,即 coho 的相位“锁定”在发射机每个脉冲相位上。这种工作方法有时称为接收相干,以便与使用功率放大器的 MTI 相区别。

放大器 MTI 已被一些雷达工程师称为全相干,以区别于接收相干,但这是不必要的术语。几乎所有的现代高性能雷达都是“全相干”雷达,即它们都采用了 I、Q 处理和一个功率放大器,因此,术语“全相干”的使用经常是多余的。

功率振荡器 MTI 利用磁控管作为发射机是 MTI 的早期形式,在获得性能更好的高功率放大器之前一直使用了许多年。然而,功率振荡器极少用于高性能雷达。它主要用在不要求有高的杂波衰减,且雷达的低成本比高性能更重要的那些雷达中。

### 自适应 MTI<sup>[141]</sup>

本章已经提到了 MTI、AMTI 和脉冲多普勒雷达中的自适应处理。例如,MTD 多普勒滤波器组的每个滤波器都有由每个滤波器所看到的杂波数量决定的自适应门限。类似地,脉冲多普勒雷达也有各自的门限,这些门限的大小由杂波决定。在一个 AMTI 雷达中,TACCAR 自适应地调节基准振荡器(coho)的频率,以便补偿多普勒频率不为零的杂波。STAP 也是一种自适应处理的形式,它同时利用了空域(天线)和时域(多普勒)。

通常称为自适应 MTI 的技术与上述这些自适应不同。自适应 MTI 可视为一个  $n$  脉冲延迟线对消器,它的滤波器加权及其频率响应,由雷达所看到的杂波决定。与称为相干旁瓣抵消的方法类似。相干旁瓣抵消在天线方向图上产生零凹口,对准不想要的噪声源,如干扰信号<sup>[142]</sup>。例如,如果使用四脉冲对消器,依据杂波谱的特性可自适应地放三个零凹口在不同的频率处。如果杂波集中在 d-c,全部的三个零凹口将放在 d-c。如果杂波是窄带的且处于运动状态,则零凹口将放在杂波的多普勒频率处。当杂波是雨滴或箔条时,杂波谱将较宽,零凹口在频率上须参差放置以覆盖杂波谱的宽度。杂波谱的宽度越宽,自适应滤波器的零凹口也将越宽,但将不太深。如果杂波是两种形态的,即静止的地面杂波与运动的气象杂波同时出现在相同的分辨单元内,自适应滤波器将尽它的最大可能用零凹口抵消两种杂波。当杂波是两种形态

的或杂波的特性随距离、角度或时间而变时,自适应 MTI 是潜在最理想的抵消这些杂波的方法。

尽管自适应 MTI 看来有一些吸引人的特点,但并没有看到它很多的应用。这可能是由于其他处理两种形态杂波方法的成功,如 MTD,也可能是难以保证在自适应 MTI 中与杂波在一起的运动目标回波不被抵消。

### 频率捷变和 MTI

脉冲到脉冲的频率捷变具有增加某些目标可检测性的重要优点,例如,Swerling 情况 1 的目标从脉冲到脉冲的回波是相关的,通过频率捷变可解除目标回波的相关,变为 Swerling 情况 2 的起伏目标回波。正如 2.8 节所提到的,Swerling 情况 2 从脉冲到脉冲的起伏回波比不是 Swerling 情况 2 的目标允许更低的检测门限。频率捷变也减轻了跟踪雷达中回波闪烁的有害影响,有助于更精确的目标跟踪(4.4 节)。在军用雷达中,脉间频率捷变将迫使敌人的干扰信号能量分散在一个宽的带宽内,而不是集中全部的能量在固定频率雷达的窄带宽内。

不幸的是,频率捷变与多普勒处理不相兼容。如果频率改变  $\Delta f$ ,距离为  $R$  的静止目标回波相位将改变  $4\pi\Delta fR/c$ 。如果多普勒处理器中的每个脉冲不是一样的频率,随着频率变化的相位变化意味着存在一个不能抵消的杂波剩余。当雷达的分辨单元中存在多个杂波散射源时情况甚至更糟。因此,频率捷变与多普勒处理不相兼容。

允许使用多个频率的一个可能的折中方案是在较宽的频段上以紧密序列(或脉冲到脉冲)发射多个频率<sup>[143]</sup>。对 MTI 目的而言,雷达最终必须重新发射这些相同的频率。多个频率发射的顺序能够变化,使固定的窄带干扰变得困难。如果窄带干扰打掉雷达频率中的一个或两个,那些频率可在接收机上匿影掉。

海军研究实验室的雷达部使用 Senrad 实验远程空中监视雷达,演示了使用多个频率的 MTI 雷达的一个有趣方法<sup>[144]</sup>。雷达同时工作在两个频段:从 1215~1400MHz 的标准 L 波段和从 850~942MHz 有时称作  $L_u$  的波段。在雷达中使用了各种波形,但天空晴朗的 MTI 波形是三脉冲 MTI。为了进行 MTI,MTI 的三个脉冲必须是一样的频率,但仅用一个 MTI 频率使三脉冲 MTI 易受电子对抗的攻击。然而,在 Senrad 中,当天线扫描目标时,三个 MTI 波形在两个子带的多个频率上辐射,因而三脉冲 MTI 波形在高、低子带同时发射。当天线扫过目标时,在低子带有六个三 MTI 脉冲的集合,而在上部的子带有四个三 MTI 脉冲的集合,三个脉冲的每个集合处于不同的频率(由于低子带的波束宽度大于高子带的波束宽度,低子带有更多的机会将脉冲辐射到目标上)。两个子带采用同一部天线,但每个子带使用分开的发射机。干扰机必须扩展(稀释)它的能量,以便同时覆盖两个子带,这样能够大大地减少雷达遭遇的噪声干扰量。

**用频率捷变去杂波相关** 有时人们声称频率捷变能够通过从脉冲到脉冲改变频率来解杂波回波相关,从而改善杂波中静止或慢速目标的检测。这应该使杂波看起来更像接收机噪声而不是相关杂波,不用多普勒处理。与杂波是脉冲到脉冲式相关比较,信号和脉冲到脉冲去相关杂波回波的积累能够增大信-杂比。这种说法可能是正确的,但它通常并不是从杂波检测运动目标的好方法。当杂波的统计特性不能用瑞利(Rayleigh)概率密度函数描述时(经常不是),随机或伪随机的频率跳变并不能有效地解除杂波相关,如果频率变化足够大以至于目标及杂波的相关都解除时,还可能发生性能下降。

如果给定一个固定宽度的带宽用于改善杂波中静止目标的可检测性,则采用相干的方式辐射窄脉冲或者等效的脉冲压缩波形而不是采用频率捷变,效果通常会更好。高距离分辨力



通过排斥目标附近之外的杂波可增大信-杂比。采用这种方式,人们利用可以得到的带宽减少杂波,而不是依靠同一带宽上有多少效率的窄带发射信号的随机性跳变消除杂波。然而,如果目标处于移动状态,多普勒处理比高距离分辨力能提供更大的可检测性。

### 两个频率的 MTI

过去有人提出,MTI 雷达发射两个不同的频率,接收端采用差频工作而不是用 RF 频率中的任何一个。差频比两个 RF 频率中的任何一个都低得多,认为它比雷达仅工作在一个 RF 频率时有更高的盲速。如果 MTI 雷达的两个频率分别是 9.3GHz 和 9.4GHz,则差频是 100MHz,盲速将是低 RF 频率盲速的 93 倍。这种可能性已经引起工程师们不止一次的注意。

当使用两个或多个 RF 频率时,正如这节的后面所提到的,使用两个或多个 prf(脉冲重复频率)一样,增大第一盲速。然而,使用差频时一些严重缺点否定了所想像的双频 MTI 的优点。使用差频工作时不能获得低频雷达目标散射特性。差频雷达所看到的杂波谱宽度并不是 100MHz 雷达所看到的杂波谱宽度(在上面的例子中),而是比两个 RF 频率中任何一个所看到的杂波谱更宽<sup>[145]</sup>。混频过程引起的杂波谱宽度增加,完全抵消了双频 MTI 潜在的盲速优点和声称的慢速目标检测能力。无论什么时候当系统利用非线性对多个信号操作,例如提取差频时,都有产生虚假信号的潜在问题。

Meyer 和 Mueche 非常好地阐述了这个问题<sup>[146]</sup>,像双频率 MTI(和其他的)这样的不是解的想法,“一次又一次的突然出现,而且因为某个原因,继续吸引着人们的注意力。花费了许多的人力和金钱用来重新检验这些思想,结果导致将注意力从主要工作转移”。这些“不是解的想法”经常被那些不熟悉过去历史的人重新发明。

**Delta-k 雷达** 这是另一种使用两个频率的雷达,通过非线性处理提取差频,但与双频率 MTI 的目的不同。它由遥感科学家而不是由雷达工程师提出,以便与仅仅辐射差频的雷达一样提供有关环境的信息。如果 X 波段的雷达以 9.3MHz 和 9.4GHz 的频率辐射信号,而在接收机中提取 100MHz 的差频信号(通过两个 X 波段信号的混频),结果据说与 100MHz 雷达获得的结果一样。假设目标的尺寸使目标在 100MHz 时的散射发生在谐振区(图 2.8),则有人提出当使用两个微波频率时,通过提取 100MHz 的差频信号,可获得类似的特性,但这并不会发生。

提出 Delta-k 概念是为了研究基于 Bragg 散射模型的海杂波(在 7.4 节中提到海杂波的 Bragg 模型适用于 HF 和 VHF,而不是更高的微波频率)。利用具有两个(或多个)频率的 Delta-k 雷达获得的有限海杂波信息令人怀疑,不如利用短脉冲雷达获得的信息。

有时 Delta-k 雷达使用不止两个频率,以便利用多个频率获得一个充满的频谱,与不使用非线性处理的单个短脉冲雷达一样。用在 Delta-k 中的非线性处理会降低包含在单个目标中的信息质量,产生虚假响应,特别是当有多个信号出现或者信-噪比一般时。进而,即使按它的支持者所希望的方式运行,与短脉冲雷达技术相比,Delta-k 雷达似乎没有任何硬件上的优点。因此,当考虑使用 Delta-k 或者任何其他采用类似非线性处理的雷达时,应该非常谨慎。

**多个频率的盲速** 在 MTI 雷达中,两个或多个频率有一个潜在的应用,但与两个频率的 MTI 雷达或上面讨论的 Delta-k 雷达的目的不一样。正如在 MTI 雷达中两个或多个脉冲重复频率能用于分辨多普勒模糊或增加第一盲速一样,两个或多个频率能够用来代替两个或多个 prf 以达到这个目的<sup>[144]</sup>。从式(3.12)可知,第一盲速可以表示为  $v_1 = \lambda f_p / 2$ ,可以使用不同的  $\lambda$  值取代不同的  $f_p$  值。

## CW 雷达

本书前两版用一整章讨论 CW 雷达。因为随着时间的推移 CW 雷达的作用已经发生改变,本书去掉了该章。关于杂波中运动目标的检测,尽管脉冲多普勒雷达已经代替 CW 雷达,但 CW 雷达仍然具有一些重要的应用,本节将对其作简要的介绍。

**简单 CW 雷达** 提取运动目标多普勒频移的简单 CW 雷达方框图如图 3.3(a)所示。它代表了 CW 雷达一类非常熟悉的应用,如警用测速仪<sup>[147]</sup>,棒球和其他运动中的速度枪,二战中炮兵近炸引信,炮弹初速测量雷达,大型舰船靠码头雷达,机载多普勒导航设备和其他的 CW 雷达等<sup>[147]</sup>。简单的非接触速度测量是这类雷达的目的<sup>[148]</sup>。作用距离相对较短的 CW 雷达已经用于振动测量、入侵者检测、人和动物的呼吸监测、脱靶距离指示、炮火检测器、机动车刹车传感器,以及火车和汽车的地面速度精确测量等<sup>[149]</sup>。

上面的所有应用都是 CW 雷达近距离方面的应用。当 CW 雷达用于远距离时,如防空、空间监视或者弹道导弹检测,则图 3.3(a)的 CW 雷达结构有几个严重的缺点。这些缺点包括:(1)发射机和接收机之间缺乏隔离,如果发射机功率足够大就会烧坏接收机,或者噪声引入接收机从而掩盖目标的检测;(2)接收机的零拍(零 IF 频率)会产生闪烁噪声;(3)接收机中没有匹配滤波器;(4)缺乏目标是在接近还是离开的信息;(5)与脉冲多普勒雷达相比增加了杂波;(6)没有目标距离的测量。

这些缺点中的每一个都可以减轻或有时消除掉。然而,远程高性能 CW 雷达即使采用了改进措施,与现代脉冲多普勒雷达相比通常不再具有竞争性。

然而,由于 CW 雷达是在多普勒频移基础上识别杂波与运动目标的,能在比较低的高度工作,因而在半主动导弹制导中已经获得成功应用,并将继续在这个方面应用<sup>[150]</sup>。

**发射机和接收机的隔离** 使用两个天线,一个天线接收,另一个天线用于发射,可在接收机中减小发射机泄漏的信号。两个天线在物理上分开,以便减少它们之间的相互耦合。两部天线之间的吸收材料或隔离板可进一步防止发射机信号通过耦合泄漏到接收机。即使发射机和接收机之间存在完美的隔离,发射机信号仍可通过附近的地物或其他障碍物的散射进入接收机。因为,接收机不能完全阻止发射机信号的进入,使发射信号尽可能清洁非常重要(即几乎没有噪声的信号)。

在某些 CW 雷达应用中,通过采用正弦波调制 CW 载波可以仅用一个天线获得相当大的隔离<sup>[151]</sup>。在接收端,差信号(接收信号和发射信号之差)数学上可用贝塞尔函数表示。调制信号的一个谐波分量通过滤波器选择,通常选择第三个谐波分量( $3f_m$ ),幅度为贝塞尔三阶函数  $J_3(D)$ ,其中  $D$  是距离的函数。由于高阶的贝塞尔函数值在  $D=0$ (距离为零)时为零,因而泄漏信号被衰减,实现了隔离。

**闪烁效应噪声的减少** 图 3.3(a)中的简单 CW 接收机称为零拍接收机,或者零 IF 频率超外差接收机。半导体元件包括二极管、晶体管以及氧化阴极真空管所产生的噪声功率与频率成反比。这种噪声称作  $1/f$  噪声或闪烁效应噪声。频率低于 100kHz 时需对其注意,因为闪烁效应噪声将限制简单 CW 雷达的灵敏度。通过使用具有足够大 IF 频率的超外差接收机代替零拍接收机,可以避免闪烁效应噪声,因为足够大的 IF 频率将使闪烁效应噪声可忽略。

**匹配滤波器** 图 3.3(a)中的多普勒滤波器是宽带带通滤波器而不是匹配滤波器(最大化输出信-噪比的滤波器)。如果  $T_d$  是 CW 信号的处理持续时间,那么滤波器带宽为  $1/T_d$  的滤波器近似为匹配滤波器。单个可调滤波器可用在多普勒放大器中来寻找信号可能出现的整个



频率范围。由于单个可调滤波器采用时间共享方式覆盖宽的多普勒频率范围,因而可能导致目标丢失。滤波器组没有这种缺点,在应用中受到喜爱。它近似于一个匹配滤波器但同时覆盖了整个预期的多普勒频率空间,因而将不会像单个扫描滤波器那样丢失目标。

**目标运动方向** 图 3.3(a)中的简单 CW 雷达在混频过程中丢失多普勒频率的符号,因而不能决定目标是在接近还是离开。多普勒频率的符号给出目标运动的方向,通过采用基准信号移相  $90^\circ$  的第二个通道可以获得多普勒频率符号,这种方法类似于 3.5 节讨论的  $I$ 、 $Q$  处理。通过观察第二个通道的信号是超前还是滞后第一个通道  $90^\circ$ ,可以决定多普勒频率的符号。

**CW 雷达中的杂波** 低 prf MTI 雷达所看见的杂波仅仅是雷达距离-角度分辨单元内的杂波。另一方面,CW 雷达看到的是每个地方的杂波。因为 CW 雷达比大多数其他雷达遇到更多的杂波,所以它必须具有更宽动态范围的接收机(与低 prf MTI 雷达相比)和更大的改善因子。

**测量距离用的 FM-CW 雷达** 距离的确定要求 CW 波形能够以某种方式标记,使波形传到目标和回来所经过的时间能够测量。CW 雷达中普遍采用如图 3.47(a)所示的线性调频波形。调制是三角形的(因为上升最终必须下降)。发射信号采用实线三角波形表示。频率范围  $\Delta f$  对应于脉冲雷达带宽,频率调制速率  $f_m$  等效于脉冲雷达中的脉冲重复频率。虚线代表接收的静止目标回波频率。回波在时间  $T=2R/c$  回到雷达,其中  $R$  是目标与雷达的距离。延时后的接收信号与发射信号通过混频器相乘产生差频信号  $f_r$ [图 3.47(b)],从图 3.47a 的几何关系可知  $f_r$  为  $4Rf_m\Delta f/c$ 。如果目标具有多普勒频移  $f_d$ ,则在一半的调制时间内差频信号为  $f_r+f_d$ ,而在另一半调制时间内为  $f_r-f_d$ 。通过在时间  $1/f_m$  内平均两个差频,可得目标距离。

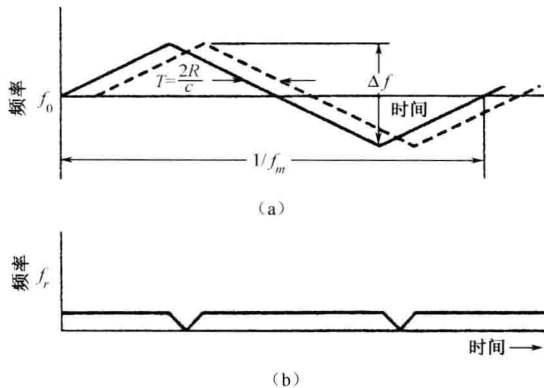


图 3.47 (a)用线性三角形频率调制的 FM-CW 雷达的频率-时间关系,实线表示发射信号,虚线表示延时  $T=2R/c$  的接收信号,  $\Delta f$ =频移,  $f_m$ =调制频率;(b)发射信号和接收信号之间的差频

FM-CW 雷达过去广泛地用于测高计。在测高计中仅有一个大目标(地球),目标距离不远,使雷达相对不复杂(由于杂波是目标,因而没有杂波)。另一种类似的应用是工业上的距离测定,如鼓风机中到熔化生铁的距离测量。

FM-CW 雷达采用发射信号和接收信号之间的拍频决定目标的距离,当存在多个目标时效果并不令人满意。当存在多个目标时,如果混频过程不是完美的线性,会导致虚假信号的产生。测高计中仅有一个目标,完全不会出现任何问题,但作为空中防御雷达来说则会令人不满意。检测信号和提取距离的一个更好方法是将 FM-CW 雷达视作线性 FM 脉冲压缩雷达(在

6.5 节讨论),通过在超外差接收机中使用匹配滤波器处理,但要求占空比为 1。

美国空军、美国海军(ROTHR)和澳大利亚(Jindalee)的 HF 超视距雷达采用了 FW-CW 波形并且提取多普勒频移,以分开杂波与运动飞机回波。FM-CW 雷达适合于这种应用,但与脉冲雷达相比需付出重大的代价。FM-CW 雷达要求更大的接收机动态范围,更大的改善因子和两个分得很开的场地(获得隔离)。

FM-CW 雷达已经被提议作为海军的导航雷达。与脉冲雷达相比,这种应用的主要优点是 CW 信号比等效的脉冲雷达具有更低的峰值功率,因而使敌人的电子战接收机更难于截获(但并不是不可能)<sup>[152]</sup>。

**霍克(Hawk)防空系统** CW 雷达过去也被用于杂波中的运动飞机检测。20 世纪 50 年代提出的美军霍克防空系统,是世界许多国家使用了多年的实用系统。由于脉冲多普勒雷达当时发展得还不够先进,因而 CW 雷达是霍克系统的基础。现在,这种状况已经发生改变。随着高 prf 脉冲多普勒雷达的发展,远距离、高功率 CW 雷达的吸引力越来越小。CW 雷达的缺点是要求使用两个分开的天线用于发射和接收,并且天线之间要求有较好的隔离;而脉冲多普勒雷达仅需一个天线。CW 雷达要求采用某种方法测量目标距离,脉冲多普勒雷达则要求采用某种方法解所测量的距离模糊。CW 雷达比脉冲多普勒雷达看到更多的杂波。与 CW 雷达不同,脉冲多普勒雷达辐射脉冲时关闭了接收机,因而可以避免看到不想要的附近的杂波或者可消除其他附近目标的反射。高 prf 脉冲多普勒雷达距离门后的多普勒处理,类似于 CW 雷达的多普勒处理。脉冲多普勒在几个方面优于 CW 雷达,在杂波中的飞机检测应用方面已经代替了 CW 雷达。

关于 CW 雷达的更多内容可在本书的前两版中找到或者在 McGraw-Hill 出版的《雷达手册》中找到。

## 参考文献

1. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. "MTI Radar." In *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 15.
2. Long, W. H., D. H. Mooney, and W. A. Skillman. "Pulse Doppler Radar." In *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 17.
3. Taylor, J. W., Jr. "Receivers." In *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 3, Sec. 3.10.
4. IEEE Standard Radar Definitions, IEEE Std. 686-1997.
5. Andrews, G. A. "Airborne Radar Motion Compensation Techniques, Evaluation of TACCAR." Naval Research Laboratory Report 7407, Washington, D.C., Apr. 12, 1972.
6. Capon, J. "Optimum Weighting Functions for the Detection of Sampled Signals in Noise." *IEEE Trans. IT-10* (April 1964), pp. 152-159.
7. Kretschmer, F. F. "MTI Weightings." *IEEE Trans. AES-10* (January 1974), pp. 153-155.
8. Murakami, T., and R. S. Johnson. "Clutter Suppression by Use of Weighted Pulse Trains." *RCA Rev.* (September 1971), pp. 402-428.
9. Andrews, G. A., Jr. "Optimal Radar Doppler Processors." Naval Research Laboratory Report 7727, Washington, D.C., May 29, 1974.

10. Mao, Y. H. "MTI, MTD, and Adaptive Clutter Cancellation." In *Advanced Radar Techniques and Systems*, G. Galati, Ed. London: Peter Peregrinus, 1993, Sec. 6.6.2.
11. Houts, Y. C., and D. W. Burlage. "Maximizing the Usable Bandwidth of MTI Signal Processors." *IEEE Trans. AES-13* (January 1977), pp. 48–55.
12. Rabiner, L. R., and C. M. Rader. *Digital Signal Processing*. New York: IEEE Press, 1972.
13. White, W. D. "Synthesis of Comb Filters." *Proc. Natl. Conf. on Aeronaut. Electronics*, 1958, pp. 279–285.
14. Shreve, J. S. "Digital Signal Processing." In *Radar Handbook*, 1st ed., M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1970.
15. Ellis, J. G. "Digital MTI, A New Tool for the Radar User." *Marconi Rev.* 36 (1973), pp. 237–248, 4th qtr.
16. Fletcher, R. H., Jr., and D. W. Burlage. "An Initiation Technique for Improved MTI Performance in Phased Array Radars." *Proc. IEEE* 60 (December 1972) pp. 1551–1552. See also by the same authors: "Improved MTI Performance for Phased Array Radars in Severe Clutter Environments." *IEE Conference on Radar—Present and Future*. IEE Conference Publication No. 105, London, pp. 280–285, 1973.
17. Aalfs, D. D., E. G. Baxa, Jr., and E. M. Bracalente. "Signal Processing Aspects of Windshear Detection." *Microwave J.* 36 (September 1993), pp. 76–96.
18. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.9.
19. Zverev, A. I. "Digital MTI Radar Filters." *IEEE Trans. AU-16* (September 1968), pp. 422–432.
20. Thomas, H. W., and T. M. Abram. "Stagger Period Selection for Moving Target Radars." *Proc. IEE* 123 (March 1976), pp. 195–199.
21. Hsiao, J. K., and F. F. Kretschmer, Jr. "Design of a Staggered-PRF Moving Target Indication Filter." *The Radio and Electronic Engineer* 43 (November 1973), pp. 689–693.
22. Thomas, H. W., and T. M. Abram. "Stagger Period Selection for Moving-Target Radars." *Proc. IEE* 123 (March 1976), pp. 195–199.
23. Ewell, G. W., and A. M. Bush. "Constrained Improvement MTI Radar Processors." *IEEE Trans. AES-11* (September 1975), pp. 768–780.
24. Cleetus, G. M. "Properties of Staggered PRF Radar Spectral Components." *IEEE Trans. AES-12* (November 1976), pp. 800–803.
25. McAulay, R. J. "The Effect of Staggered PRF's on MTI Signal Detection." *IEEE Trans. AES-9* (July 1973), pp. 615–618.
26. Wardrop, B. "The Performance of MTI Systems When Used with P.R.F. Stagger." *The Marconi Review* 4th quarter, 1974, pp. 217–231.
27. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, pp. 15–34 to 15–35.
28. Ludloff, A., and M. Minker. "Reliability of Velocity Measurement by MTD Radar." *IEEE Trans. AES-21* (July 1985), pp. 522–528.

29. Andrews, G. A., Jr. "Performance of Cascaded MTI and Coherent Integration Filters in a Clutter Environment." *Naval Research Laboratory Report 7533*. Washington, D.C., March 27, 1973.
30. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.8.
31. Ward, H. R. "Properties of Dolph-Chebyshev Weighting Functions." *IEEE Trans. AES-9* (September 1973), pp. 785–786.
32. Gregers-Hansen, V. "Optimum Pulse Doppler Search Radar Processing and Practical Approximations." *International Conference Radar—82* IEE Conference Publication No. 216 (October 1982), pp. 138–143, 18–28.
33. Mao, Y. H. "Architectures and Implementation of Radar Signal Processor." In *Advanced Radar Techniques and Systems*, G. Galati, Ed. London: Peter Peregrinus, 1993, Chap. 8.
34. Nathanson, F. E., and P. J. Luke. "Loss from Approximations to Square-law Detectors in Quadrature Systems with Postdetection Integration." *IEEE Trans. AES-8* (January 1972), pp. 75–77.
35. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.12.
36. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.11.
37. Brennan, L. E., and I. S. Reed. "Quantization Noise in Digital Moving Target Indication Systems." *IEEE Trans. AES-2* (November 1966), pp. 655–658.
38. Taylor, J. W., Jr. Ref. 3, Sec. 3.12.
39. Churchill, F. E., G. W. Gar, and B. J. Thompson. "The Correction of I and Q Errors in a Coherent Processor." *IEEE Trans. AES-17* (January 1981) pp. 131–137.
40. Suresh Babu, B. N., and C. M. Sorrentino. "Analogue-to-Digital Convertor Effects on Airborne Radar Performance." *IEE Proc.-F* 139 (February 1992), pp. 73–78.
41. Rader, C. M. "A Simple Method for Sampling in-Phase and Quadrature Components." *IEEE Trans.*, vol. AES-20 (November, 1984), pp. 821–824.
42. Mitchell, R. L. "Creating Complex Signal Samples From a Band-Limited Real Signal." *IEEE Trans.*, vol. AES-25 (May, 1989), pp. 425–427.
43. Waters, W. M., and B. R. Jarrett. "Bandpass Sampling and Coherent Detection." *IEEE Trans.*, vol. AES-18 (November 1982), pp. 731–736.
44. Taylor, J. W., Jr. "Sacrifices in Radar Clutter Suppression Due to Compromises in Implementation of Digital Doppler Filters." *International Conference Radar—82*, Institution of Electrical Engineers (London), pp. 46–50, 1982.
45. Nathanson, F. E. *Radar Design Principles*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1991, Sec. 9.1.
46. Weiss, M., and I. Gertner. "Loss in Single-Channel MTI with Post-Detection Integration." *IEEE Trans. AES-18* (March 1982), pp. 205–208.
47. Muehe, C. E. "Digital Signal Processor for Air Traffic Control Radars." *IEEE NEREM 74 Record*, Part 4: Radar Systems and Components. (October 28–31, 1974), pp. 73–82.

48. Drury, W. H. "Improved MTI Radar Signal Processor." Report no. FAA-RD-74-185, MIT Lincoln Laboratory, April 3, 1975.
49. O'Donnell, R. M., et al. "Advanced Signal Processing for Airport Surveillance Radars." *IEEE EASCON 77*, Washington, D.C. (October 1974), pp. 71A-71F.
50. Drury, W. H. "Improved MTI Radar Signal Processor." Federal Aviation Agency Report No. FAA-RD-74-185, 3 April 1975.
51. Muehe, C. E. "Digital Signal Processors for Air Traffic Control Radars." *IEEE NEREM 74 Record*, Part 4: Radar Systems and Components. IEEE Catalog no. 74 CHO 934-0 (1974), pp. 73-82.
52. Muehe, C. E. "Advances in Radar Signal Processing." *IEEE Electro '76*, Boston, MA, May 11-14, 1976.
53. O'Donnell, R. M., and C. E. Muehe. "Automated Tracking for Aircraft Surveillance Radar Systems." *IEEE Trans. AES-15* (July 1979), pp. 508-517.
54. Taylor, J. W., Jr. "Sacrifices in Radar Clutter Suppression Due to Compromises in Implementation of Digital Doppler Filters." *International Conference Radar-82*. IEEE Conference Publication No. 216 (October 18-20, 1982), pp. 46-50.
55. Taylor, J. W., Jr., and G. Brunins. "Design of a New Airport Surveillance Radar (ASR-9)." *Proc. IEEE* 73, (February 1985), pp. 284-289.
56. Cole, E. L., M. J. Hodges, R. G. Oliver, and A. C. Sullivan. "Novel Accuracy and Resolution Algorithms for the Third Generation MTD." *IEEE 1986 National Radar Conference Proceedings*, pp. 44-47, IEEE Catalog no. 86CH2270-7.
57. Cole, E. L., et al. "ASR-12: A Next Generation Solid State Air Traffic Control Radar." *Proc. 1998 IEEE Radar Conference*, Dallas, Texas, May 11-14, 1998, pp. 9-14.
58. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.5.
59. Goldstein, H. "The Fluctuations of Clutter Echoes." *Propagation of Short Radio Waves*, D. E. Kerr, Ed. MIT Radiation Lab Series, vol. 13, New York: McGraw-Hill, 1951, pp. 550-587.
60. Barlow, E. J. "Doppler Radar." *Proc. IRE* 37 (April 1949), pp. 340-355.
61. Barton, D. K. *Modern Radar Analysis*. Norwood, MA: Artech House, 1988, p. 246.
62. Nathanson, F. E. Ref. 45, Fig. 7.32.
63. Fishbein, W., S. Graveline, and O. R. Rittenbach. "Clutter Attenuation Analysis." *Technical Report ECOM-2808*, U. S. Army Electronics Command, Ft. Monmouth, NJ, March, 1967. Reprinted in Schleher, D. C. *MTI Radar*. Dedham, MA: Artech House, 1978.
64. Li Neng-jing. "A Study of Land Clutter Spectrum." *Proc. Second International Symposium on Noise and Clutter Rejection in Radars and Imaging Sensors*. T. Suzuki, H. Ogura, and S. Fujimura, Eds. IEICE, Elsevier, North Holland, 1990, pp. 48-53.
65. Currie, N. C., and C. E. Brown. *Principles and Applications of Millimeter Wave Radar*. Norwood, MA: Artech House, 1987, Table 5.4.

66. Billingsley, J. B. "Exponential Decay in Windblown Radar Ground Clutter Doppler Spectra: Multifrequency Measurements and Model." *MIT Lincoln Laboratory Technical Report 997* July 29, 1996.
67. Billingsley, J. B. "Ground Clutter Measurements for Surface-Sited Radar." *MIT Lincoln Laboratory Technical Report 786* (Revision 1), February 1, 1993.
68. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.11.
69. Nathanson, F. E. Ref. 45, Sec. 9.7.
70. Everett, C. L. "Phase Noise Contamination to Doppler Spectra." *Microwave J.* 39 (September 1996), pp. 105–122.
71. Ewell, G. W. "Stability and Stable Sources." In *Coherent Radar Performance Estimation*. J. A. Scheer and J. L. Kurtz, Eds. Norwood, MA: Artech House, 1993, Chap. 2.
72. Bloomfield, D. L. H. "Low-Noise Microwave Sources." *IEE International Conference on Radar—Present and Future*, London, IEE Conference Publication No. 105, pp. 178–183, October 23–25, 1973.
73. Khanna, A. P. S., M. Schmidt, and R. B. Hammond. "A Superconducting Resonator Stabilized Low Phase Noise Oscillator." *Microwave J.* 34, (February 1991), pp. 127–130.
74. Mage, J. C., B. Marcilhac, P. Hartemann, and J. P. Castera. "Low Phase Noise Oscillator for Stealth Target Detection." *International Conference on Radar*, Paris, May 3–6, 1994, pp. 202–206.
75. Filler, R. L., and J. R. Vig. "Low-Noise Oscillators for Airborne Radar Applications." *Army Research Laboratory, Ft Monmouth, Research and Development Technical Report SLCET-TR-91-26* (Rev. 1), August 1993. DTIC AD-A269 372.
76. Almar, R. C. and M. S. Cavin. "Low g-Sensitivity Fixed-Frequency Oscillators." *Microwave J.* 38 (February 1995), pp. 88–98.
77. Kerr, R. R. "MTI Systems." In *Coherent Radar Performance Estimation*. J. A. Scheer and J. L. Kurtz, Eds. Norwood, MA: Artech House, 1993, Chap. 8, Sec. 8.5.
78. Ward, H. R., and W. W. Shrader. "MTI Performance Caused by Limiting," *EASCON '68 Record*, Supplement to *IEEE Trans. AES-4*, pp. 168–194, November 1968.
79. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.10.
80. Ridenour, L. N. *Radar System Engineering*. MIT Radiation Laboratory Series 1, New York: McGraw-Hill, 1947, Sec. 16.8.
81. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.14.
82. Nitzberg, R. "Clutter Map CFAR Analysis." *IEEE Trans. AES-22* (July 1986), pp. 419–421.
83. Dickey, F. R., Jr., M. Labitt, and F. M. Staudaher. "Development of Airborne Moving Target Radar for Long Range Surveillance." *IEEE Trans. AES-27* (November 1991), pp. 959–972.

84. Staudaher, F. M. "Airborne MTI." In *Radar Handbook*. 2nd ed. M. I. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 16, Sec. 16.3.
85. Shrader, W. W., "MTI Radar." In *Radar Handbook*, 1st ed., M. I. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1970, Chap. 17, Sec. 17.9.
86. Shrader, W. W. and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.13.
87. Staudaher, F. M. Ref. 81, Sec. 16.4.
88. Grisetti, R. S., M. M. Santa, and G. M. Kirkpatrick. "Effect of Internal Fluctuations and Scanning on Clutter Attenuation in MTI Radar." *IRE Trans. ANE-2* (March 1955), pp. 37–42.
89. Anderson, D. B. "A Microwave Technique to Reduce Platform Motion and Scanning Noise in Airborne Moving-Target Radar." *IRE Wescon Conv. Rec.* 2 (1958), pt. 1, pp. 202–211.
90. Staudaher, F. M. Ref. 84, Secs. 16.6 and 16.6.
91. Staudaher, F. M. Ref. 84, p. 16–13.
92. Farina, A. *Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems*. Boston, MA: Artech House, 1992.
93. Ghose, R. N. *Interference Mitigation*. New York: IEEE Press, 1996.
94. Gabriel, W. F. "Adaptive Arrays—An Introduction." *Proc. IEEE* 64 (February 1976), pp. 239–272.
95. Brennan, L. E., and I. S. Reed. "Theory of Adaptive Radar." *IEEE Trans. AES-9* (March 1973), pp. 237–252.
96. Kretschmer, F. F., Jr., B. L. Lewis, and F-L C. Lin. "Adaptive MTI and Doppler Filter Bank Clutter Processing." *Proc. 1984 IEEE National Radar Conf.* IEEE Cat. No. 84CH1963-8, pp. 69–73.
97. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. Ref. 1, Sec. 15.13.
98. Brennan, L. E., J. D. Mallett, and I. S. Reed. "Adaptive Arrays in Airborne MTI Radar." *IEEE Trans. AP-24* (September 1976), pp. 607–615.
99. Staudaher, F. M. Ref. 84, Sec. 16.8.
100. Ward, J. "Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar." MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA, Technical Report 1015, December 13, 1994.
101. Perkins, L. C., D. H. Mooney, and H. B. Smith. "The Development of Airborne Pulse Doppler Radar." *IEEE Trans. AES-20* (May 1984), pp. 292–303.
102. Cowdery, R. E., and W. A. Skillman. "Development of the Airborne Warning and Control System (AWACS) Radar." *IEEE Trans. AES-31*, (October 1995), pp. 1357–1356.
103. Shrank, H. E. "Low Sidelobe Phased Array Antennas." *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter* 25, no. 2 (April 1983), pp. 5–9.
104. Goetz, L. P., and J. D. Albright. "Airborne Pulse Doppler Radar." *IRE Trans. MIL-5* (April 1961) pp. 116–126. Reprinted in *Radars*, Vol. 7, *CW and Doppler Radar*. Dedham, MA: Artech House, 1978.



105. Mooney, D. H., and W. A. Skillman. "Pulse-doppler Radar." In *Radar Handbook*, 1st ed. M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1970, Chap. 19 p. 19–5.
106. Long, W. H., D. H. Mooney, and W. A. Skillman. "Pulse-Doppler Radar." In *Radar Handbook*, M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 17, p. 17.34
107. Stimson, G. W. *Introduction to Airborne Radar*, 2nd ed., Medham, NJ: Scitech Publishing, 1998, pp. 376–378.
108. Long, W. H., et al. Ref. 106, Sec. 17.4.
109. Hovanessian, S. A. "An Algorithm for Calculation of Range in Multiple PRF Radar." *IEEE Trans. AES*-12 (March 1976), pp. 287–289.
110. Anonymous. "AWACS vs. E2C Battle a Standoff." *EW Magazine* (May/June 1976), p. 31.
111. Morris, G. V. *Airborne Pulsed Doppler Radar*. Norwood, MA: Artech House, 1988, Sec. 6.3.
112. Morris, G. V. Ref. 108, Chaps. 10 and 11.
113. Skolnik, M. I. *Radar Applications*. New York: IEEE Press, 1988, Part 4. Airborne radar.
114. Carpentier, M. H. "Pulse Doppler Radars." In *Advanced Radar Techniques and Systems*, G. Galati, Ed. London: Peter Peregrinus, 1993, Chap. 5, Sec. 5.3.
115. Bath, W. G., and F. R. Castella. "Detection Performance of a Noncoherent MTI." *Proc. 1984 IEEE National Radar Conference*, Atlanta, GA, pp. 74–78.
116. Staudaher, F. E. Ref. 84, Sec. 16.11.
117. Skolnik, M. I. Ref. 113, p. 244.
118. Nevin, R. L., and F. W. Schatz. "AN/APG-67 Multimode Radar Development." Presented at *IEEE 1985 International Radar Conf.* (but not in the convention record). May be found as paper 4.6 in M. Skolnik. *Radar Applications*. Ref. 113.
119. Kennedy, P. D. "FFT Signal Processing for Non-Coherent Airborne Radars." *Proc. 1984 IEEE National Radar Conference*, pp. 79–83.
120. Strickland, P. C. "Multiprocessor Architecture Gives SLAR New Features." *Defense Electronics* (February 1987), pp. 92–101.
121. Raney, R. K. "Synthetic Aperture Imaging Radar and Moving Targets." *IEEE Trans. AES*-7 (May 1971) pp. 499–505.
122. Zebker, H. A., T. G. Farr, R. P. Salazar, and T. H. Dixon. "Mapping the World's Topography Using Radar Interferometry. The TOPSAT Mission." *Proc. IEEE* 82 (December 1994), pp. 1774–1786.
123. Bamler, R., and P. Hartl. "Synthetic Aperture Radar Interferometry." *Inverse Problems* 14 (August 1998), pp. R1–R54.
124. Goldstein, R. M., T. P. Barnett, and H. A. Zebker. "Remote Sensing of Ocean Currents." *Science* 246 (December 8, 1989), pp. 1282–1285.
125. Anonymous. Joint Stars, Advertising Supplement to *Jane's Defense Weekly* (September 5, 1992).

126. Shnitkin, H. "Joint Stars Phased Array Radar Antenna." *IEEE AES Systems Magazine* 9 (October 1994), pp. 34–41.
127. The information in this paragraph and its wording were graciously supplied by Marshall Greenspan and his colleagues at Northrop Grumman Norden Systems. It is used here with only minor modification.
128. Tang, C. H. "Engineering Analyses Associated with the Development of an Airborne Phased Array Radar Antenna." *Antenna Applications Symposium*. Allerton Park, Monticello, IL, September 25–27, 1991.
129. DiDomizio, R., et al. "Dual Cancellation Interferometric AMTI Radar." U. S. Patent 5,559,516. September 24, 1996.
130. Tobin, M. E., and M. Greenspan. "Adaptation of AN/APG-76 Multimode Radar to the Smuggling Interdiction Mission." *Proc. 1996 IEEE National Radar Conference* (May 13–16, 1996), pp. 13–18. Reprinted in *IEEE AES Systems Magazine* (November 1996).
131. Anonymous. "Norden Offering 3-D SAR System for Moving Target Detection." *Defense Electronics* (November 1993), p. 18.
132. Hall, W. M., and H. R. Ward. "Signal-to-Noise Loss in Moving Target Indicator." *Proc. IEEE* 56 (February 1968), pp. 233–234.
133. Kretschmer, F. K., Jr. "Correlation Effects of MTI Filters." *IEEE Trans. AES*-13 (May 1977), pp. 321–322.
134. Trunk, G. V. "MTI Noise Integration Loss." *Proc. IEEE* 65 (November 1977), pp. 1620–1621.
135. Muller, B. "MTI Loss with Coherent Integration of Weighted Pulses." *IEEE Trans. AES*-17 (July 1981), pp. 549–552.
136. Schleher, D. C. *MTI Radar*. Dedham, MA: Artech House, 1978. Sec. 3, Pulse-Burst MTI Radars.
137. Nathanson, F. E. Ref. 45, Chap. 11.
138. Zeoli, G. W. "Some Results on Pulse-Burst Radar Design." *IEEE Trans. AES*-7 (May 1971), pp. 486–498.
139. Cantrell, B. H. "A Short-Pulse Area MTI." *Naval Research Laboratory Report* 8162 (September 22, 1977).
140. Skolnik, M. I., G. Andrews, and J. P. Hansen. "An Ultrawideband Microwave-Radar Conceptual Design." *Record of the IEEE 1995 International Radar Conference* (May 8–11, 1995), pp. 16–21. IEEE Catalog No. 95-CH-3571-0.
141. Lewis, B. L., F. F. Kretschmer, Jr., and W. W. Shelton. *Aspects of Radar Signal Processing*. Norwood, MA: Artech House, 1986.
142. Howells, P. W. "Explorations in Fixed and Adaptive Resolution at GE and SURC." *IEEE Trans. AP*-24 (September 1976) pp. 575–584, Sec. 4.3.
143. Xiaojun, Y., L. Yongtan, and D. Fengzeng. "A Compatible Method for Frequency Agility and MTI Operation." *Proc. 1989 International Symposium on Noise and Clutter Rejection in Radars and Imaging Sensors*, IEICE, pp. 543–547, 1989.

144. Skolnik, M. "Improvements for Air-Surveillance Radar." *Proc. 1999 IEEE Radar Conference*, Waltham, MA, April 20–22, 1999, pp. 18–21.
145. Hsiao, J. K. "Analysis of a Dual Frequency Moving Target Indication System." *The Radio and Electronic Engineer* 45 (July 1975), pp. 351–356.
146. Meyer, J. W., and C. E. Muehe. "Report of a Survey of Airborne Moving Target Indicator Radar Systems." *MIT Lincoln Laboratory Technical Note* 1970–14, 28 April 1970, AD 509740, p. 20.
147. Nichols, R. E., Jr. *Police Radar*, published by Springfield, IL: C. C. Thomas, 1982.
148. Heide, P., R. Schubert, V. Magori, and R. Schwarte. "A High Performance Multisensor System for Precise Vehicle Ground Speed Measurement." *Microwave J.* 39 (July 1996), pp. 22–34.
149. Skolnik, M. *Radar Applications*. New York: IEEE Press, 1988, Sec. 7.1.
150. Ivanov, A. "Radar Guidance of Missiles." In *Radar Handbook*. M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990. Chap. 19, Sec. 19.2.
151. Saunders, W. K. "Post-War Developments in Continuous-Wave and Frequency-Modulated Radar." *IRE Trans. ANE-8* (March 1961), pp. 7–19.
152. Stove, A. G. "Linear FMCW Radar Techniques." *IEE Proc.-F* 139 (October 1992), pp. 343–350.

## 习题

3.1 沿圆轨道绕地球飞行的卫星高度为 5000 海里,速度为 2.7 海里/秒。(a)如果 UHF (450MHz)雷达位于轨道平面内,当卫星刚出现在地平线上时观察到的多普勒频移是多少(地球半径为 3440 海里,可忽略大气折射和地面反射的影响)? (b)当卫星处于天顶时的多普勒频移为多少?

3.2 220MHz VHF 雷达的最大非模糊距离为 180 海里。(a)第一盲速(单位为节)是多少? (b)重复习题(a),但雷达工作在 1250MHz 的 L 波段。(c)重复问题(a),但雷达工作在 9375MHz 的 X 波段。(d)为了获得与(a)中的 VHF 雷达有一样的盲速,(c)中 X 波段雷达的非模糊距离(海里)是多少? (e)如果需要一部第一盲速为(a)中盲速的雷达,你愿意选择 VHF 雷达还是 X 波段雷达? 请解释你的回答(可能没有惟一解)。

3.3 一部 L 波段(1250MHz)雷达的 prf 为 340Hz,检测以 12 节径向速度移动的暴风雨。假设暴风雨的多普勒频谱宽度非常小(一条窄的谱线,自然并不符合实际情况,但会使问题简化),雷达采用单延迟线对消器。(a)与暴风雨的径向移动速度使滤波器产生最大响应相比,单延迟线对消器将暴风雨衰减多少(dB)? (b)如果采用双延迟线对消器,与最大响应相比暴风雨的衰减为多少?

3.4 (a)证明最大非模糊距离  $R_m$  与第一盲速  $v_1$  的乘积等于  $c\lambda/4$ ,其中  $c$  为传播速度, $\lambda$  为雷达波长。(b)这种关系对避免盲速是否有指导意义? 如果有的话,有何指导意义?

3.5 如果一部雷达要求最大非模糊距离为 200 海里,低于 600 节时没有盲速,雷达的最高工作频率为多少?

3.6 当权重为符号参数的二项展开系数时,证明三条延迟线对消器等效于四脉冲的延迟线对消器。

3.7 (a) 设  $v_1$  为采用  $N$  个不同 prf 参差时的第一盲速,  $v_B$  为 prf 等于  $N$  个参差 prf 均值的恒定 prf 波形的第一盲速, 请推导比率  $v_1/v_B$  的表达式。(b) 当  $N=4$  且 prf 的关系是  $30:35:32:36$  时, 比率  $v_1/v_B$  的值为多少?

3.8 (a) 怎样采用 RF 频率不同的  $N$  个恒定 prf 雷达波形来避免盲速? (b) 设  $v_1$  为发射  $N$  个不同 RF 频率时的第一盲速,  $v_{cf}$  为 RF 频率等于  $N$  个 RF 频率均值时的第一盲速, 请推导比率  $v_1/v_{cf}$  的表达式。(c) prf 和 RF 频率都改变对避免盲速有没有影响?

3.9 一部 S 波段(3.1GHz)空中监视雷达采用四个不同 prf 的参差波形, 四个 prf 分别为 1222Hz, 1031Hz, 1138Hz 和 1000Hz。

(a) 如果采用脉冲重复周期等于四个参差波形周期均值的恒定 prf 波形, 第一盲速(节)是多少?

(b) 参差 prf 波形的第一盲速(节)是多少? 注意四个频率的  $n_i$  分别为 27, 32, 29 和 33。

(c) 参差 prf 波形的最大非模糊距离为多少?

(d) 参差 prf 波形的第一个零凹口深度(dB)为多少?

(e) 假设杂波谱为高光谱、标准偏差为 10Hz, 参差 prf 波形的最大 MTI 改善因子为多少?

3.10 (a) 当 prf 有 240 海里的最大非模糊距离时, L 波段(1250MHz)雷达的第一盲速(节)为多少? (b) 为了增加(a)中的第一盲速使其不少于 1200 节, 采用三个脉冲重复周期的参差 MTI 波形, 三个周期的最大非模糊距离不少于 240 海里, 决定脉冲到脉冲的周期(注意, 这部分没有惟一的答案。实际上在选择三个周期时, 应按可接受的零凹口深度和希望的改善因子选择, 这已超出了本题的范围)。

3.11 (a) 在有 16 个滤波器的数字滤波器组中, 为了获得与零多普勒滤波器相邻的滤波器, 在延迟线 16 条抽头处每个抽头相移所要求的相位增量(度)为多少? (b) 如果雷达的脉冲重复频率为 2560Hz, 滤波器零凹口之间的宽度(确定主瓣响应的两个零凹口之间的距离)为多少? (c) 如果 16 条抽头延迟线滤波器前接四脉冲对消器, 相干处理间隔内有多少个脉冲?

3.12 一个机场监视雷达工作在 S 波段(2.8GHz), 它的 MTD 处理器有一组 8 个相邻的多普勒滤波器, MTD 采用两个不同的脉冲重复频率来发现与气象杂波位于同一个滤波器内的运动目标。设两个 prf 中的一个为 1100Hz, 气象杂波有一个径向速度从 0~25 节的频谱。一架飞机以 250 节的径向速度飞行时, 多普勒频率的混淆使它与气象杂波位于相同的滤波器(在 2 号滤波器的中间附近, 请查证), 它被气象杂波淹没而不能检测(注意, 1 号滤波器的中心指定为零多普勒频率)。(a) 为了将混淆的飞机速度完全从 2 号滤波器的主响应中移出, 放到 4 号滤波器中间, 第二个 prf 应该为多少? (b) 第一个 prf 到第二个 prf 的百分比变化为多少? (c) 代替改变 prf 来发现目标, 当 prf 保持为 1100Hz 时, 为了发现目标 RF 频率应改变多少(将目标移到第 4 个滤波器的中间)?

3.13 采用单延迟线对消器的 MTI 雷达具有下述特性:

频率为 3000MHz

方位波束宽度为  $1.2^\circ$

天线旋转速度为 10rpm

prf 为 1000Hz

8 位 A/D 变换器

stalo 相位稳定性为  $0.6^\circ$

杂波标准差 = 0.3m/s

(a) 确定下面哪一个因素是总的 MTI 改善因子的主要限制:

- stalo 的稳定性(由于相位的变化)
- 杂波的内部运动
- 天线扫描调制
- A/D 变换器噪声

(b) 这部雷达的总改善因子(dB)为多少?

3.14 一个雷达的总改善因子为 45dB,工作频率为 3.0GHz,prf 为 340Hz,采用单延迟线对消器。假定下面从(a)到(d)所要求的四个因子彼此独立,对总改善因子的贡献相等。

(a) 总的相位稳定性必须是多少(度)?

(b) 相对幅度稳定性必须是多少(百分比)?

(c) A/D 变换器要求的最小位数是多少?

(d) 最大可允许的杂波起伏的均方根速度范围(m/s)是多少?

(e) 接收机的限幅电平应是多少?

3.15 (a)一部雷达的波束宽度为 1.5 度,prf 为 340Hz,天线扫描速度为 6rpm,采用单延迟线对消器,天线扫描调制(目标驻留时间有限)所产生的改善因子限制为多少?(b)如果增加天线扫描引起的对改善因子的限制到至少 40dB,雷达系统设计者能考虑的两个基本方法是什么?(c)问题(b)的两个方法中,你认为哪一个是最好的选择?

3.16 在直径为  $D$  的旋转反射面天线中,目标上有限驻留产生的多普勒扩展与旋转天线末端产生的多普勒频移之间的关系是什么(假设天线波束宽度为  $\theta_B = \lambda/D$  弧度)?

3.17 (a)假设 MTI 改善因子仅由杂波的内部运动决定,如果采用三脉冲对消器,当雷达工作频率从 430MHz(UHF)变到 3.3GHz(S 波段)时改善因子会减少多少(dB)?(b)如果使 S 波段雷达的改善因子等于 UHF 雷达的改善因子,S 波段雷达的 prf 应增加多少?

3.18 如果风引起的杂波内部运动是影响杂波谱的惟一因素,微风(9 节)的改善因子是多少?假设雷达的工作频率为 10GHz,prf 为 1000Hz,采用双延迟线对消器,杂波谱采用指数杂波谱模型(注意单位)。

3.19 一部 AMTI 雷达假设其速度  $v$  和天线直径  $D$  为常数,证明雷达运动(平台运动)产生的杂波谱扩展与频率无关,其中杂波谱扩展由式(3.58)表示为  $\Delta f_c = \frac{2v}{\lambda} \theta_B \sin \theta$ 。

3.20 假设机载空中监视雷达(AMTI)以 300 节的速度飞行,旋转扇形波束天线的水平尺寸为  $D=24\text{ft}$ ,画出频率从 420MHz 和 3.5GHz 时,地面杂波回波的多普勒频移  $f_c$  和多普勒频移扩展  $\Delta f_c$  与方位角(从 0 到  $180^\circ$ )的函数关系的图形(假设仰角为零,方位波束宽度以度表示为  $\theta_B = 65\lambda/D$ , $\lambda$  为波长)。

3.21 频率为 440MHz 的机载 AMTI 雷达,方位波束宽度为 6 度,prf 为 330Hz,载机飞行速度为 320 节。(a)杂波多普勒频移和杂波多普勒扩展为方位角分别为  $0^\circ$ 、 $45^\circ$  和  $90^\circ$  时为多少?其中  $0^\circ$  和  $90^\circ$  分别表示前视和正侧视(可假设俯仰角为  $0^\circ$ ,尽管不符合实际,但可使问题更简单)。(b)假设采用了 TACCAR 技术,沿主瓣中心的杂波多普勒频率完全补偿(也就是杂波多普勒谱的频率中心在零多普勒频率),不使用 DPCA。画出雷达方位波束指向  $90^\circ$  时正侧视情况下的多普勒空间(所得杂波谱,它是多普勒频率的函数)。在这个问题中可假设  $\sigma_c$  等于

$\Delta f_c/2$  (沿频率轴数值范围近似按比较画出)。(c)与问题(b)中天线指向一样,当天线指向正侧视方向时  $\sigma_c/f_p$  的值为多少? 其中  $f_p$  为 prf,  $\sigma_c$  是杂波谱的标准偏差,它可以近似为  $\Delta f_c/2$ 。(d)这种类型雷达用于从杂波中检测空中运动目标时,你认为怎么样?

3.22 (a)在同样从杂波中检测运动目标的检测性能假设下,为什么高 prf 脉冲多普勒雷达比低 prf MTI 雷达要求更大的改善因子?(b)为什么高 prf 脉冲多普勒雷达(如 AWACS)通常比同样性能的 AMTI 雷达需要更多的平均功率?(c)为什么高 prf 脉冲多普勒雷达不像 AMTI 雷达一样要求 DPCA?

3.23 (a)中 prf 脉冲多普勒雷达在什么方面比高 prf 脉冲多普勒雷达更好?(b)高 prf 脉冲多普勒雷达在什么方面比中 prf 脉冲多普勒雷达更好?

3.24 为什么高 prf 脉冲多普勒雷达中高度线杂波不能通过距离门而是通过滤波消除?

3.25 用于检测 2000 海里外商业飞机的一部 HF 超视距雷达,例如,工作频率和 prf 可能分别为 15MHz 和 30Hz,采用多普勒处理分开运动目标与杂波。它是 MTI 雷达、脉冲多普勒雷达还是其他什么雷达? 解释你的回答。

## 第4章 跟踪雷达

### 4.1 用雷达跟踪

#### 跟踪雷达系统的类型

迄今我们认为雷达主要是检测一定空域内目标的监视传感器。雷达不仅能够确定目标的存在,还能确定目标的距离和一维或二维角坐标位置。当雷达连续观测目标一段时间后,雷达就能提供该目标的轨道或航迹,同时预测目标的未来位置。至少有四种类型的雷达能够提供目标的航迹。

●单目标跟踪器(STT)。这种跟踪器设计成用来对单个目标进行连续跟踪,并且提供较高的数据率。当然,数据率依赖于应用情况。军用导弹制导武器控制雷达的典型数据率为每秒10次。单目标跟踪器的天线波束通过获取角误差信号和使用一套闭环伺服系统,使得角误差信号最小来保持对目标的跟踪(小的角误差信号表明雷达正精确地跟踪目标)。本章的大部分内容将关心这一类型的跟踪器。图4.1(a)所示的C频段AN/FPQ-6雷达是应用在导弹测量靶场的一部远程精密跟踪雷达。连续跟踪雷达的主要应用是为了支持军用武器控制系统而对飞机目标和/或导弹目标进行跟踪。

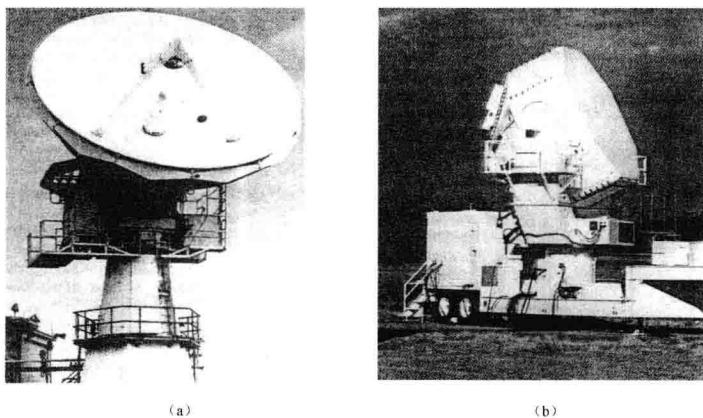


图4.1 利用单脉冲角跟踪的导弹靶场精密测量雷达的两个例子。它们都工作在C频段。图(a)是固定场地的精密跟踪雷达AN/FPQ-6。它的天线是卡塞格伦反射面,直径为29英尺,跟踪精度是0.1密耳。图(b)是机动的多目标跟踪雷达AN/MPS-39(MOTR)。可转动空间馈电电扫扫描透镜阵列天线直径是12英尺,最多可跟踪10个目标,距离精度为几英尺,角精度是0.2密耳

●自动检测和跟踪(ADI)。这种跟踪是作为空域监视雷达的一部分功能实现的。几乎所有的现代民用空中交通管制雷达和军用空域监视雷达中都可见到这种跟踪。观察的速率依赖



于天线的旋转周期(周期可从几秒到12秒变化)。因此,ADI的数据率较STT雷达低,但具有同时跟踪大批目标的优点(达到几百到几千架次飞机)。与STT雷达不同,它的天线位置不受处理过的跟踪数据控制,跟踪是开环的。这种类型的跟踪将在4.9节讨论。

●相控阵雷达跟踪。电子扫描的相控阵雷达能对大量目标进行跟踪,具有较高的数据率。在计算机的控制下可以以时分方式对多批目标进行跟踪,因为电扫描阵列的波束能够在几微秒的时间内从一个方向快速切换到另一个方向。这种跟踪方法结合了单目标跟踪雷达快速更新率和ADI对多目标跟踪的能力这双重优点。相控阵雷达跟踪是宙斯顿和爱国者等防空武器系统的基础。图4.1(b)所示的C频段靶场多目标跟踪测量雷达MOTR是多目标跟踪相控阵雷达的一个例子。

●边跟踪边扫描(TWS)。在天线覆盖区域中存在多个目标的情况下,这种跟踪方式通过快速扫描有限的角扇区来维持目标跟踪,并且提供中等的的数据率。在过去,这种跟踪方法被用在防空雷达、飞机着陆雷达和机载截击雷达中以保持多目标跟踪。这种方法将在4.7节中进行简单的介绍。偏巧,过去“边扫描边跟踪”这个名字,现在也用在称为自动检测和跟踪(ADI)上。

雷达能够跟踪目标的距离和角度,有时还能够跟踪多普勒频移,或者径向速度。本章主要讨论目标的角度跟踪。

### 角度跟踪

在简单的笔形波束雷达中,目标检测提供目标在天线波束宽度内某处的角度位置。为了保持目标处在天线的波束内,需要更多的信息来确定天线应向什么方向运动。下面考虑一个角坐标内的角度测量问题。为了确定天线波束需要运动的方向,必须在两个不同的波束位置上对目标进行测量。图4.2示出了两个不同波束角度位置A和B两个角度。这两波束称作偏置波束,相对于天线视轴的偏置角为 $\pm\theta_q$ 。这两个波束可以为同时波束,也可以由一个波束快速地在两个角位置进行切换。两波束的交叉位置确定了天线的视轴方向。跟踪雷达必须定位两个波束位置以保持天线视轴指向目标,也就是说,天线轴向位置 $\theta_0$ 为目标角度方向 $\theta_T$ 。在本例中,从两个角度位置测量的来自同一目标的回波信号的相对幅度 $\alpha_A$ 和 $\alpha_B$ 确定了目标偏离天线轴向的远近,也提示了为了保持目标处在视轴方向两波束必须重新定位的移动方

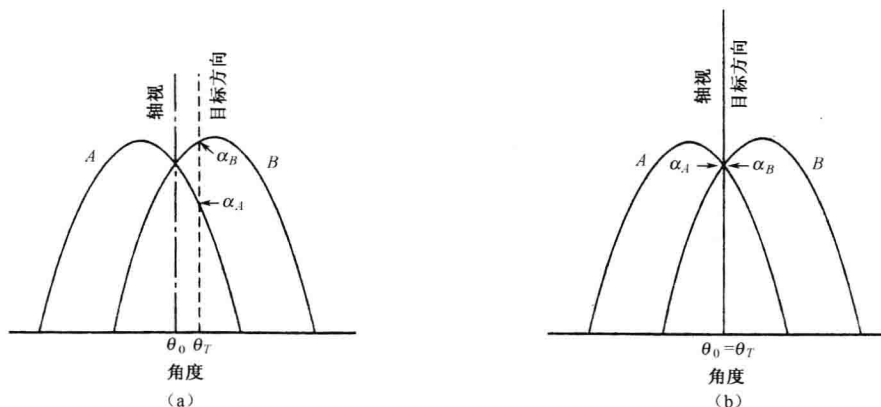


图4.2 连续角跟踪的基本原理。(a)在视轴方向 $\theta_0$ 交叉的两个重叠天线方向图,这个例子中的目标角 $\theta_T$ 位于视轴的右方。波束B中的目标回波幅度 $\alpha_B$ 大于波束A的幅度 $\alpha_A$ ,这就说明两个波束应该向右移动才能使目标到达视轴方向。(b)当 $\alpha_A = \alpha_B$ 时视轴位置 $\theta_0$ 位于目标方向 $\theta_T$

向。这种方法运用于一个角坐标测量系统。为了在正交角坐标中进行角度跟踪,需要在正交的平面内增加两个附加波束位置。进行两维角坐标测量的系统至少需要三个波束位置;但是,几乎所有系统一直采用四个波束。

早期的跟踪雷达在两个角度进行跟踪时,以时分方式采用单个波束进行工作。这些时分使用一个波束时分的跟踪器,称为圆锥扫描或顺序波束转换跟踪器(两者都将在本章后面讨论)。然而当代的高精度跟踪雷达则采用等效同时四波束进行两维角跟踪。它们被称为同时波束跟踪器,下面描述其中最流行的一种跟踪器叫单脉冲跟踪器。

## 4.2 单脉冲跟踪<sup>[1,2]</sup>

单脉冲跟踪雷达是通过比较来自两个或多个同时波束的信号获得目标角位置信息的一种雷达<sup>[3]</sup>。角度测量可以基于单个脉冲进行,因此被称为单脉冲。然而在实际应用中,通常使用多个脉冲以增加检测概率、提高角度估计精度和必要时提供多普勒分辨率。利用同时出现在多个波束中的回波信号进行角度测量,可以比时分方式工作的单波束跟踪(如圆锥扫描或顺序波束转换)系统得到更高的角度测量精度。当信号幅度随着时间改变时,以时分方式工作的单波束跟踪系统性能会降低。因此,单脉冲雷达测量精度不受目标回波幅度起伏的影响。当需要进行精密角跟踪时,单脉冲跟踪是一种性能优良的跟踪技术。

单脉冲测角方法可以用于跟踪雷达,在两个正交的角坐标内产生角误差信号,这个误差信号在闭环的伺服系统中机械地驱动跟踪天线的视轴,使得它对准运动的目标。相控阵之类的雷达可以利用对角度标定误差电压,以开环的方式进行角度测量。

单脉冲角度测量可以通过几种方法实现。到目前为止,最流行的方法为幅度比较单脉冲,该方法通过对多偏置波束同时接收到的信号进行比较来确定角度。在没有另外说明的情况下,单脉冲通常特指幅度比较单脉冲。

### 幅度比较单脉冲

为了简单起见,首先描述仅测量一个角坐标的幅度比较单脉冲。如图 4.3(a)所示,人们使用两个存在重叠部分的天线方向图,这两个天线指向稍有不同。图中的两个波束被称为斜视的或偏置的。它们可以由两个馈源放置在抛物面反射器焦点的两个相反方向的位置上形成。幅度比较单脉冲方法的实质是利用两个偏置天线方向图的和与差波束<sup>①</sup>,如图 4.3(b)和图 4.3(c)所示。和方向图用来发射,和方向图和差方向图用来接收。差方向图接收到的信号提供角度误差的幅度。通过比较差信号与和信号的相位得到角度偏离的方向,这一点下面解释。来自和方向图与差方向图的接收信号被分别放大,然后在相敏检波器中合成,产生角误差信号,如图 4.3(d)所示。和信号还提供目标检测和距离测量,并且用作判别角度测量极性的参考信号。

**方框图** 图 4.4 描述一个角坐标的幅度比较单脉冲跟踪雷达的简单框图。两个相邻的天线馈源连接到混合接头的两个输入端。混合接头是一个两端口输入、两端口输出的四端口微波器件。当两个信号(例如来自两个偏置波束的信号)送入两个输入端后,和信号、差信号就在

① 有时说同时波束跟踪雷达不应该叫单脉冲,除非它使用和与差方向图。

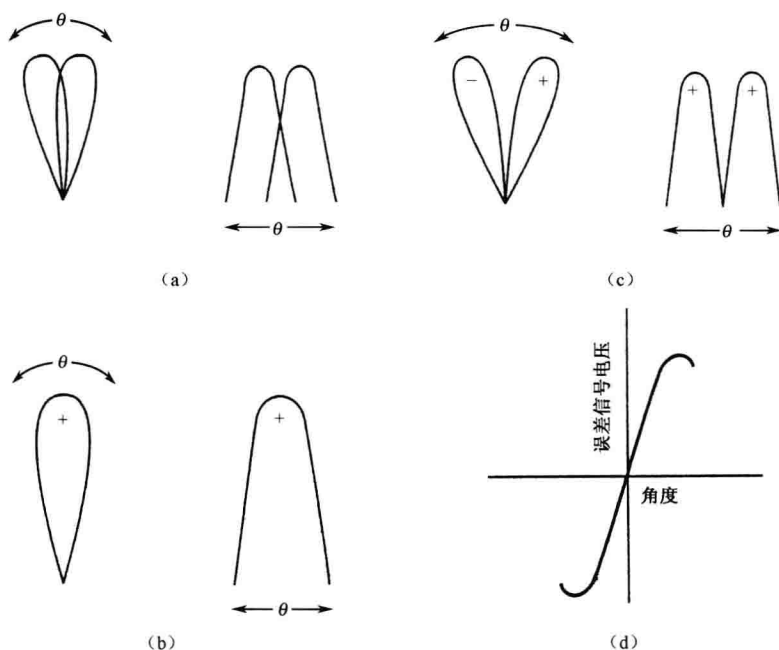


图 4.3 (a)是两个偏置天线波束;(b)是(a)中两个偏置波束的和方向图;(c)是差方向图;  
(d)是以视轴角的函数表示误差信号

两个输出端产生(有几种方法可以获得混合接头,这些在后面介绍)。接收时,和与差端口的输出信号都在超外差接收机中被差拍成中频信号并且放大。很重要的一点就是和与差通道需要相同的幅度、相位特性。因此,一个本地振荡器被两个通道共享。发射机连接到混合连接器的和端口。和信道中包含一个双工器(TR)用来保护和通道接收机。双工器也经常插入差通道中,虽然为保护差接收机并不需要它,用它的目的是维持与差信道的幅相平衡。自动增益控制(没有在图中示出)也是用来维持平衡的。

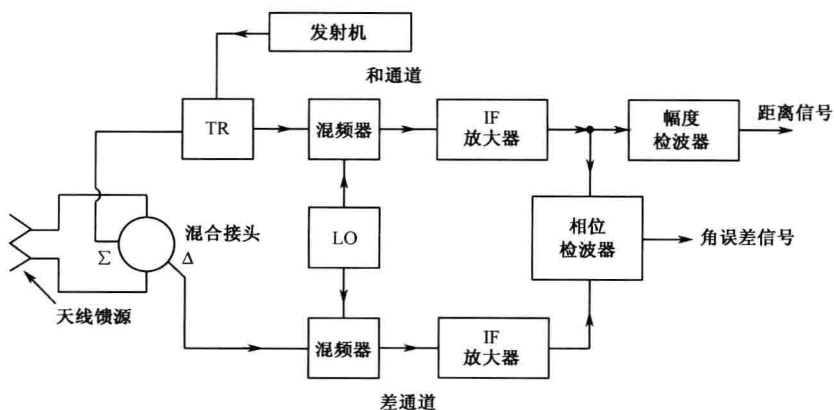


图 4.4 一个角坐标幅度比较单脉冲的简化框图。 $\Sigma$ 代表和通道, $\Delta$ 代表差通道

和与差通道的输出信号被送入相位检波器的输入端,这是一个用来比较两个同频信号的非线性器件。在本例中,这两个信号为和与差通道的输出信号。相敏检波器的输出信号为角误差信号。误差信号的幅度正比于 $|\theta_T - \theta_0|$ ,  $\theta_T$ 为目标所在角位置,  $\theta_0$ 为视轴角,或者交叉角。相敏检波器输出信号的极性表示误差相对视轴的偏离方向。如果接收机中频端口的和信号为 $A_s \cos \omega_{IF} t$ , 差信号究竟为 $+A_d \cos \omega_{IF} t$  还是一 $-A_d \cos \omega_{IF} t$  取决于目标处在视轴的哪一边(上面的 $A_s > 0$  和  $A_d > 0$ )。因为 $-A_d \cos \omega_{IF} t = A_d \cos(\omega_{IF} t + \pi)$ , 用相敏检波器判断与差信号是同相还是反相来确定输出差信号的极性,也就是根据输出相位是0弧度还是 $\pi$ 弧度来确定。

虽然相位比较器是幅度比较单脉冲雷达中的一部分,角误差信号的幅度都是通过比较同时偏置波束接收到的回波信号幅度来确定的。两天线馈源的分开距离很小,导致目标角离视轴不太远时两波束接收到的信号相位基本相同。

**混合接头**<sup>[4]</sup> 前面已经提到混合接头是一个四端口器件,在其输出端口提供两输入端口信号的和与差信号。对于单脉冲雷达,它们通常由波导构成,但也可由同轴或带状线构成。称作魔T的混合接头,形状绘于图4.5(a),由E平面T接头(示于垂直面)和H平面T接头(示于水平面)按图中的排列组成。端口1的输入是一个电场(E场)用实箭头表示的信号,它的E场(电场)在端口3和端口4按功率均匀分成两个等幅度、同相位的信号。在端口2没有任何信号。E场用虚线箭头指示的、在端口2输入的信号在端口3和端口4按功率均匀分成两个信号,但在端口1没有信号。E平面接头特性使得两信号在端口3和端口4的相位差为 $180^\circ$ ,如两个方向相反的虚线箭头所示。因此,端口4输出信号为端口1和端口2输入信号的差信号,端口3输出信号为端口1和端口2输入信号的和信号。魔T是固有的宽带器件。由图看到它的体积较大,但可以把它的端口臂折叠起来,使它变得更紧凑又不改变电特性。可以通过向上折叠或向下折叠,使得端口3和端口4平行于端口2,也可以向前折叠使它们平行于端口1。

一种环形的混合接头示于图4.5(b)。端口1、2为两个输入端口。端口1的信号可以通过两条不同的路径到达端口4,一条为顺时针方向,另一条为反时针方向。两条路径的长度都为 $3/4$ 波长,因此增强的信号将在这个输出端口出现。端口1的信号也通过两条路径到达端口3,一条路径的长度为 $5/4$ 波长,另一条为 $1/4$ 波长,两端口的信号也是同相的,因此,端口1的信号也会出现在端口3。然而,端口1的信号经过两条路径到达端口2的信号是反相的(顺时针路径长度为1个波长,逆时针路径为1个半波长),因此,端口1的信号被均匀地分到端口3、4,但不会在端口2出现。类似地,端口2的信号将出现在端口3、4,而不出现在端口1。然而,在端口4,来自端口2的信号与来自端口1的信号反相。所以,端口4输出信号为端口1、2输入信号的差信号;端口3为端口1、2输入信号的和信号。因为,这种器件的工作依赖于端口间的长度,为波长的几分之几,所以对频率敏感,不如魔T的带宽宽。

3dB定向耦合器也是一种用于单脉冲雷达获得和差信号的相对紧凑的混合接头形式。一种获得3dB定向耦合器的方法是排在一起窄面结合的两条矩形波导,如图4.5(c)所示。一条波导的微波能量通过合适的孔或裂缝耦合到另一条波导中去。由于图中所示为 $1/4$ 波长耦合孔间距,所以这种结构也是频率敏感的器件。但在应用中, $90^\circ$ 相移必须插入端口1或端口2,以保证另外两个端口输出和与差信号<sup>[5]</sup>。

**两个角坐标单脉冲雷达** 用来提取方位和俯仰角误差信号的单脉冲雷达框图如图4.6所示。四馈源簇产生四个部分重叠的(偏置)波束。四个馈源可以用来照射一个抛物面反射器,卡塞格伦反射器,或者空馈相控阵天线。四喇叭的排列示于图中的左上角。全部四个馈源用

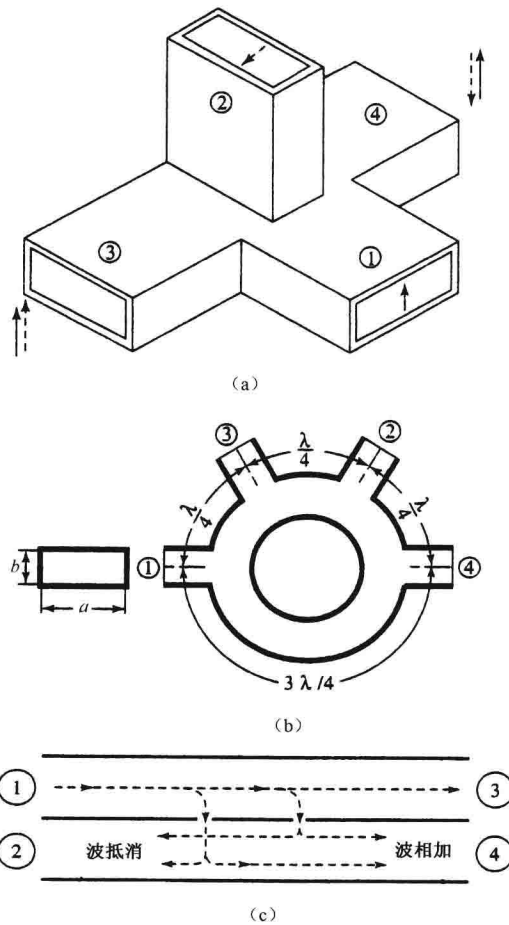


图 4.5 可用在单脉冲雷达中混合接头的例子。(a)魔  $T$ ；(b)变节圈或环形混合接头；(c)用两根矩形波导构成的 3dB 定向耦合器，它们窄边相贴，其上的两个耦合孔相距四分之一波长

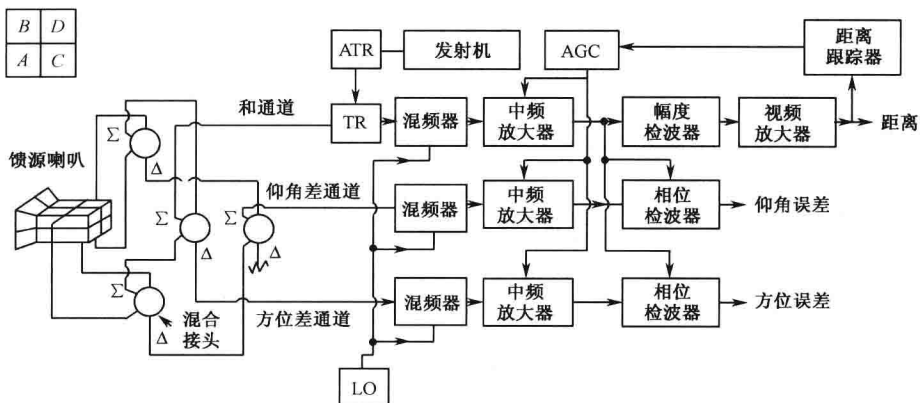


图 4.6 两坐标(方位和仰角)幅度比较单脉冲雷达框图,图的左上角表示四喇叭馈源(来自参考文献 1 的图 18.9)

来产生发射和接收的和方向图。一个平面内的差波束方向图通过取相邻两馈源的和,再从另外两个相邻馈源的和减去前面那个和信号而形成。正交平面上的差方向图可类似获得。例如,按图 4.6 的馈源排列,和信号为  $A+B+C+D$ ;方位差信号为  $(A+B)-(C+D)$ ;俯仰差信号为  $(B+D)-(A+C)$ 。注意,当通过反射面辐射时,上面的喇叭形成下面的波束。形成和方向图和两个差方向图一共需要 4 个混合接头。用于和通道、方位差通道和仰角差通道的三个混频器公用一个本地振荡器以更好地保持三个通道的相位关系。两个相位检波器提取角误差信息,一个提取方位误差,另一个提取仰角误差。距离信息从经过包络检波后的和信号中提取。

因为相位比较是在和通道和某个差通道输出信号间进行的,三个通道间的相对相位差不能很大是很重要的。为了获得合理的好性能<sup>[6]</sup>,通道间的相位差必须维持在  $25^\circ$  以内或更小。

**自动增益控制(AGC)** 为了维持闭环角跟踪伺服系统的稳定和确保角误差信号不受接收信号幅度的影响,接收系统中需要采用 AGC。正如图 4.6 框图所绘出的,AGC 信号从和通道峰值电压取得,并且产生一个正比于峰值电压的负极性的直流电压。和通道的 AGC 信号被反馈,控制三个通道的增益以提供与目标反射面起伏和距离改变的恒定的角灵敏度。

**单脉冲天线** 在单脉冲雷达中用于提取和、差信号的混合接头、波导和其他微波元件的组合称为比较器。早期单脉冲雷达的比较器电路相当庞大和笨重。如果把它放置在抛物面反射器的馈源处,将导致相当大的天线辐射遮挡,从而引起高的旁瓣电平和降低角精度。因此,海军研究实验室研制的原始的幅度比较单脉冲雷达使用了一台金属板透镜天线。透镜不会引起孔径遮挡,但损耗比反射面天线大,因为透镜的输入面和输出面都存在不希望有的反射。随着微波硬件技术的发展,比较器电路的尺寸减小,因而 AN/FPS-16 精密跟踪雷达(20 世纪 50 年代后期研制)就利用反射面天线,其微波电路位于抛物反射面的焦点上。连接位于焦点的馈源的四根波导传输线由殷钢制成,以减小波导因温度不同而引起的负面影响。卡塞格伦天线的引入(20 世纪 50 年代后期出现)使得微波电路能够毗邻放置在抛物反射面顶点的后面,而又不使天线遮挡问题严重。而且,位于顶点的馈源系统比位于焦点上的系统更容易支撑。几乎所有后来的精密跟踪单脉冲雷达都采用了卡塞格伦天线。单脉冲的原理也适用于相控阵天线。

**最佳的偏置角** 偏置角越大,在视轴位置上的角误差信号的斜率越大,角测量精度越好。然而,随着偏置角的增加,轴上的和波束增益降低。因此,偏置角有一个最佳值。图 4.7 画出了误差信号斜率相对偏置角  $\theta_q$  的函数曲线。这里假设偏置的波束为高斯函数,两个馈源之间的互耦可以忽略(曲线的基本原理在本书<sup>[7]</sup>的第 1 版中进行介绍)。和通道中接收的信号正比于和方向图的平方(发射时的和方向图乘以接收时的和波束方向图)。差通道接收的信号正比于和与差方向图的乘积。误差信号是相位检波器的输出。可以发现最佳偏置角  $\theta_q = 0.31\theta_B$ ,  $\theta_B$  为偏置波束的半功率波束宽度。这将对应于峰值以下 1.2dB 的交叉点。基于另一个准则,另一个偏置角值为  $0.46\theta_B$ ,这是由 Rhodes<sup>[8]</sup> 和 Sherman<sup>[9]</sup> 给出的。它对应于峰值以下 2.6dB 的交叉点。Berger<sup>[10]</sup> 已经指出,Rhodes 的分析(与 Sherman 一样)给出了比应用于单程信标跟踪系统更大的偏置角(而不是双程雷达跟踪),因为假设了单程信号被跟踪,但是图 4.7 中的曲线是基于双程雷达跟踪得出的。

**单脉冲天线馈源系统<sup>[11]</sup>** 可以用基于最佳天线孔径照射而不是最佳偏置角的概念,考虑最佳和与差方向图问题。期望的天线照射应能方便实现,并且形成低的天线副瓣。反射面或

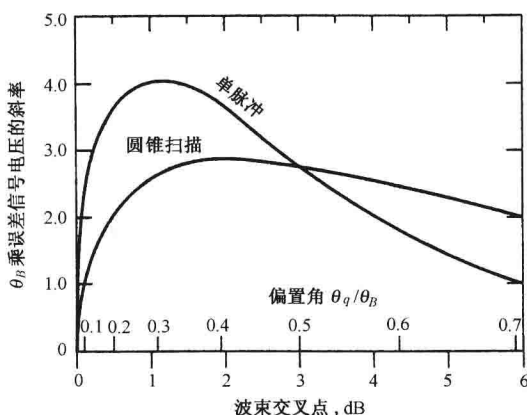


图 4.7 单脉冲和圆锥扫描跟踪雷达的交叉点处误差信号斜率, 其中  $\theta_B$  是半功率波束宽度,  $\theta_q$  是偏置角

透镜天线的和与差方向图由系统所使用的馈源决定。最初的四喇叭馈源系统是最简单的一种考虑方法, 但是它的和与差方向图不能独立最优化。和方向图应该在轴上增益最大, 这要求均匀孔径照射。差方向图需要能够使得误差信号在波束交叉点具有最大斜率的孔径照射。此外, 天线方向图的旁瓣要低且在一个宽的频带内保持这种优秀性能。如果需要圆极化, 则对馈源系统的要求会进一步提高, 经常为此接受一些性能上的折中。

提高最初四喇叭单脉冲系统性能的一种方法如图 4.8 所示。在一些精密跟踪雷达中, 它已经被近似为一种五喇叭馈源系统, 中间的那个喇叭产生和方向图, 四周的四个喇叭产生差波束方向图。分析表明, 产生差方向图的馈源尺寸应该是产生和方向图的馈源尺寸的两倍<sup>[12]</sup>。这就是图 4.8 排列的馈源为什么比原始四喇叭馈源系统更能适合单脉冲跟踪的原因。图 4.8 中的馈源近似满足这个条件。另一种理想的近似是 12 个喇叭馈源系统, 但其体积相对较大且复杂<sup>[13]</sup>。利用波导的高次模来获得独立控制的和、差方向图的一种更简单、更小体积的馈源称为多模馈源。

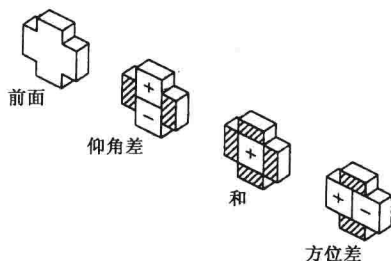


图 4.8 单脉冲和与差通道的近似“理想”馈源照射

为了获得圆极化, 可以设计出能使天线工作在水平极化、垂直极化和圆极化状态切换的五喇叭馈源。这种馈源不能提供最佳的和、差方向图; 但它是圆极化单脉冲跟踪器中复杂性和效率进行的一种实际折中。在双极化单脉冲跟踪雷达中, 两种极化间的隔离不足会因为交叉极化的目标散射而降低测角精度。



**相控阵单脉冲差波束方向图** 如果需要用相控阵天线进行单脉冲角度测量,可以通过单独的相控阵波束形成系统,独立地控制和、差方向图。可以使和方向图具有最大增益和低的旁瓣电平,而差方向图具有好的测角精度和低的旁瓣电平。在 9.11 节中,将讨论基于泰勒孔径照射函数综合性能好的天线方向图方法。泰勒孔径照射函数<sup>[14]</sup>广泛用于预先设定天线旁瓣峰值的天线设计中,如单脉冲跟踪天线的和波束。一种泰勒方法的推广称为贝利斯<sup>[15]</sup>方法,被广泛用于获取好的差波束方向图的设计中,设计出来的方向图称为贝利斯方向图。

**双通道和单通道单脉冲**<sup>[16~20]</sup> 在两个正交角坐标系中进行单脉冲角度跟踪需要三个通道或三路接收机。三路接收机必须保持幅度、相位的平衡。为简化此问题,过去曾考虑仅需要一路或两路接收机的单脉冲雷达。那时基于真空管技术的接收机体积庞大,于是人们想出了以信道复用方式使不超过两路的接收机处理三路或两路单脉冲信号的方法。多年来的技术进步使得接收机的体积更小、性能更好,以至用接收机性能换取减少通道数量的这种折中方法变得不重要了。

**圆锥单脉冲**<sup>[21]</sup> 这是仅使用两个通道而不是三个通道得到单脉冲优点的另一种尝试。圆锥单脉冲被俄国人称作具有补偿的扫描<sup>[22]</sup>,它采用两个按相反方向偏离天线中心轴的同时波束。这一对波束围绕中心轴机械旋转。两个波束的工作类似单个角坐标幅度比较单脉冲,但通过旋转波束,就可以以时分一个信道的方式完成两个正交坐标中的角度测量。两个偏离波束的和与差处理类似于常规单脉冲雷达。

由于圆锥单脉冲采用同时波束方法测角,因此不会发生如传统圆锥扫描雷达那样使锥脉冲的精度因回波信号的幅度起伏而降低。该方法不能像真正的单脉冲测量那样实现单个脉冲的测量。因此,雷达数据率比三通道系统低。虽然圆锥单脉冲只需要两部接收机,但存在需要机械旋转两个波束的缺点。这使需要在旋转过程中保持极化方向不变尤其困难。类似其他单通道、双通道单脉冲系统,时间和技术的进步已使圆锥扫描方法过时。

#### 相位比较单脉冲

如同幅度比较单脉冲测角,在相位比较单脉冲中对一个角坐标角度测量需要用两个天线波束。但这两个波束指向同一个方向,覆盖同一片空域,而不是偏置、指向两个不同的方向。在相位比较单脉冲中,为了使两个波束指向同一个方向,如图 4.9(a)所示,必须采用两个天线,而不是像幅度比较单脉冲中那样把两个馈源放置在单个天线的焦点附近。信号的幅度是相等的,但相位不等。这正好与幅度比较单脉冲相反。考虑两天线的空间距离为  $d$ ,如图 4.9(b)所示。如果信号从偏离法线为  $\theta$  的方向到达,两个天线接收到的信号的相位差为

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin\theta \quad (4.1)$$

式中, $\lambda$  为信号波长。对两个天线收到的信号的相位差进行测量,可得到目标的角度  $\theta$ 。相位比较单脉冲雷达有时被称为干涉仪雷达。

相位比较单脉冲与幅度比较单脉冲几乎同时在第二次世界大战期间发明。它早期使用时不如幅度比较单脉冲有效。四个反射面天线被排列成两行两列。一个天线可以用作发射(为本节讨论的目的,假设它是位于  $2 \times 2$  个孔径中的左上角的那一个)。这个天线在接收时提供距离信息。其他三个天线都用作接收天线以获得方位角和俯仰角。右上角和右下角的天线用来获得仰角上的相位差,以便获得仰角。左下角和右下角的天线用来获得方位角(本例中右下角的天线既用作方位角测量,又用作俯仰角测量)。这种方法的不足是只采用了  $1/4$  的天线有

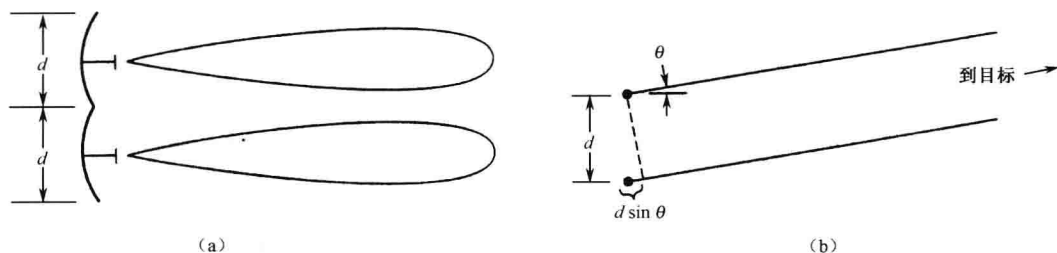


图 4.9 单个角坐标的相位比较单脉冲。(a)在同一方向辐射相同波束的两个天线;(b)目标处于  $\theta$  时,(a)中两天线收到信号的几个关系, $\theta$  角测量的基准线垂直于两辐射器的基线

效面积进行发射,仅有  $1/2$  的天线有效面积用于获得每个角坐标误差信号。因此,在这种工作方式下相位比较单脉冲的增益和效率,比具有相同天线面积、用于产生和与差波束的幅度比较单脉冲低。

相位比较单脉冲也可通过和、差方向图来提取角度信息,且以类似幅度比较单脉冲的方法处理信号。这时整个天线口径面积可被利用,这是优于上述相位测量法的地方。对相位比较单脉冲中和、差方向图的分析表明:对差信号需要进行  $90^\circ$  移相,才能保证相位检波器输出的误差信号的幅度是一个关于目标到达与两天线垂直线间夹角正弦的函数(在此例中,相位检波器进行和、差信号的相乘)。

尺寸为  $d$  的两个天线间距为  $d$ ,将使天线出现栅瓣是相位比较单脉冲的一个限制。在 9.5 节将讨论相控阵天线的栅瓣,这也适用于当前的情况。如果两天线相位中心的空间距离大于天线的直径,在和方向图中将出现高的旁瓣,角度测量中还会出现模糊。即使当天线间距等于天线直径时,也会使天线方向图较差。在工程实践中,如果要获得好的辐射方向图,并避免在接收过程中出现模糊,两天线的间距应该小于天线的直径  $d$ 。过去使用抛物面反射器时,要截掉一个天线右边和另一天线左边的一部分,才能使两反射面天线拼接后的间距小于原来的直径  $d$ 。

相对于流行的幅度比较单脉冲方法,相位比较单脉冲很少应用。

### 4.3 圆锥扫描和顺序波束转换

在上一节中描述的单脉冲跟踪器使用多个固定的波束来获得角度的测量。也可采用时分工作的方法顺序地应用一个波束获得角度的测量,这一点在早期的跟踪雷达中已经采用了。相对同时波束方法,时分单波束简单,并且使用更少的设备,但是精度相对较差。

#### 顺序波束转换

20 世纪 30 年代美国陆军第一套防空角跟踪雷达(SCR-286),通过在两个偏置角位置上切换单个波束来获得角度测量。这种方法叫做波束切换,顺序切换,或顺序波束转换。图 4.10 (a)为天线方向图在两个切换位置的极坐标表示图。图 4.10(b)为直角坐标表示图。来自不处在切换轴(中心视轴)上的目标的角误差信号如图 4.10(c)所示。在两个切换位置获得的电压差是目标偏离中心视轴的角度的测量。移动波束使目标接近视轴的方向就是信号较大的波束

方向。当两个波束位置的回波信号相等时,目标就在视轴上,它的方向就是天线的转换轴方向。

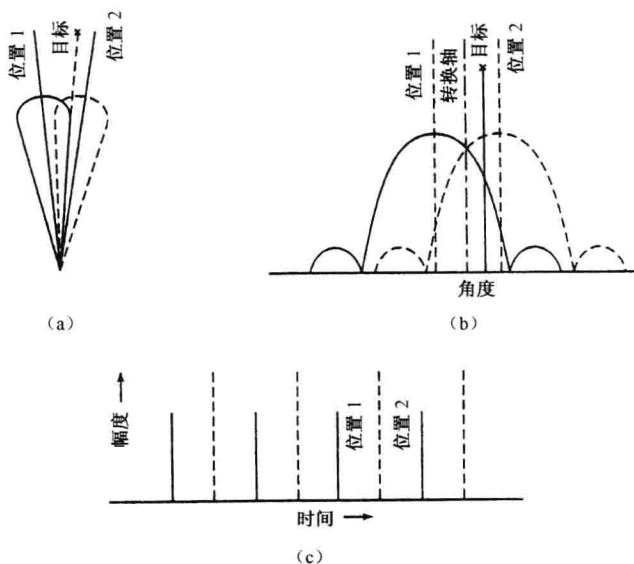


图 4.10 波束转换天线方向图和角误差信号(对一个角坐标)。(a)转换天线方向图的极坐标表示;(b)转换天线方向图的直角坐标表示;(c)角误差信号

进行正交坐标的角度测量需要增加两个切换位置。因此两维顺序波束转换雷达可以用四个喇叭簇照射单个反射天线。喇叭的排列使左一右、上一下四个扇区由接续的天线波束位置所覆盖。五喇叭馈源簇也可使用,中心喇叭用作发射,外围的四个喇叭用作顺序接收。

在顺序波束转换系统中,当天线波束向右偏置,然后向上偏置,再向左偏置,再向下偏置时,分别发射、接收一个脉冲。因此波束将被向上、左、下、右切换,并一直循环下去。当使用这种扫描方式一段时间以后,就变得很清楚:用一个偏轴辐射的馈源可以取代四个喇叭和射频切换开关。通过偏置喇叭连续的旋转可以获得两维坐标中的角度测量。这就是圆锥扫描雷达。

### 圆锥扫描

圆锥扫描的基本概念如图 4.11 所示。旋转轴和天线波束轴之间的夹角称为偏置角。考虑目标处在位置 A。由于偏置波束的旋转和目标偏离旋转轴,回波信号的幅度在与旋转频率一样的频率(也称为圆锥扫描频率)下调制。调制幅度取决于目标方向与旋转轴之间的夹角。目标处在两个角坐标中的位置确定了锥扫调制信号相对锥扫波束旋转的相位。从回波中提出锥扫调制信号后,就供给伺服控制系统,连续控制天线旋转轴指向目标的方向。通过驱动天线使得目标视线处在波束旋转轴上,如图 4.11 中的位置 B。需要两套伺服系统,一套用作方位角跟踪,另一套用作俯仰角跟踪。当天线“对准了目标”,圆锥扫描调制信号的调制幅度为零。

**框图** 圆锥扫描跟踪雷达角跟踪部分的框图如图 4.12 所示。天线用两个单独的电动机驱动,能够在方位、俯仰方向机械定位。天线波束通过稍微偏置馈源使它离开抛物面焦点而斜视。

抛物面天线的馈源可设计成后馈方式,以便机械驱动。当馈源设计成绕轴旋转时能够保持极化平面,这种馈电称作盘旋馈源。旋转馈源将引起极化平面的旋转。盘旋馈源优于旋转馈源,因为旋转的极化造成回波信号幅度随时间变化,即使处在轴心位置上的静止目标都是这

样。调制回波信号的幅度改变将导致角跟踪精度的下降。然而,盘旋馈源通常比旋转馈源更复杂。如果天线足够小(如导弹的制导系统),机械旋转倾斜的主反射面比旋转馈源更简单。这样就避免了盘旋馈电中存在的旋转交链或者软射频接头问题。

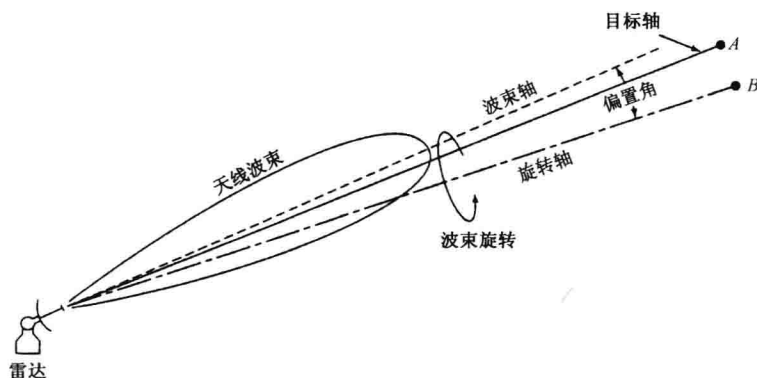


图 4.11 圆锥扫描跟踪

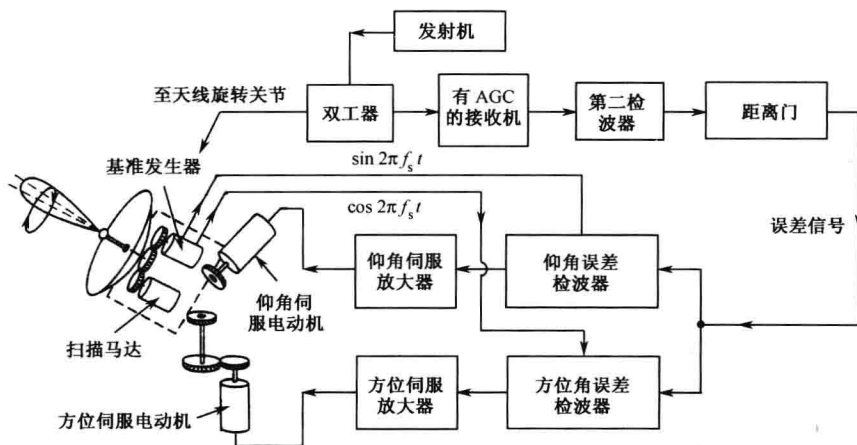


图 4.12 圆锥扫描跟踪雷达的方框图

典型的圆锥扫描频率接近为 30 周/秒。同一个扫描马达既提供天线波束的圆锥扫描运动,也驱动双相基准电机输出相位正交的圆锥扫描频率的信号。这两路信号作为提取方位、俯仰误差信号的基准信号,如图 4.12 所示。接收到的回波信号通过两路旋转关节(没在框图中出现)送到接收机。一路关节供方位运动,另一路供俯仰运动。

接收机除了具有与圆锥扫描跟踪有关的特征外,还是一部超外差接收机。误差信号从第二检波器后的视频信号中提取。接收机通过扫描一个距离门搜索并锁定一个目标,然后不断对目标进行距离跟踪(这一点将在本章的后面描述)。距离门消除了噪声和不需要的目标回波信号。来自距离门内的误差信号在角误差检波器内与方位、俯仰参考信号进行比较。角误差检波器是一个相位检波器。如同前面描述的一样,相位检波器是一个非线性器件,对输入信号与基准信号进行混频。角误差检波器输出的直流信号幅度正比于角误差,信号的符号(极性)表示误差方向。角误差输出被放大后驱动天线方位、俯仰伺服系统的电动机。目标的角度位

置由天线轴的方位角和俯仰角确定。

视频信号是一串被圆锥扫描频率调制的脉冲串,如图 4.13(a)所示。为了增加圆锥扫描频率信号的能量和进行模-数转换,通常在低通滤波器前展宽脉冲是方便的。如图 4.13(b)所示,脉冲展宽可以通过采样保持电路完成,过去它被称为矩形函数发生器。

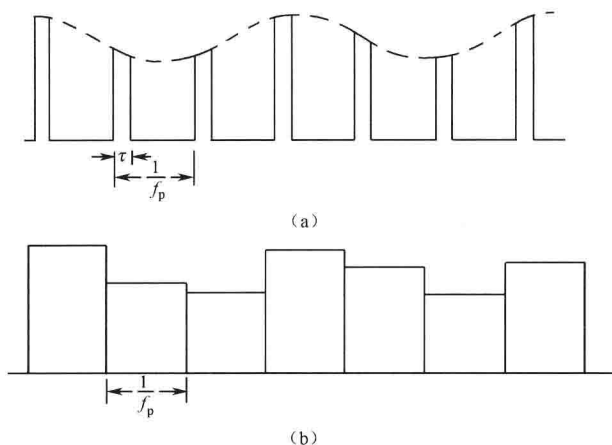


图 4.13 (a)圆锥扫描调制的脉冲串,(b)用取样—保持电路展宽的同一脉冲串

为了避免角度测量精度下降并进行正确的滤波,脉冲重复频率必须比圆锥扫描频率高很多。在圆锥扫描的一个周期内至少需要四个脉冲(以获得上、下和左、右的比较)。因此,脉冲重复频率至少是圆锥扫描频率的四倍,超过十倍将更好。

**自动增益控制** 像单脉冲雷达一样,圆锥扫描雷达也使用 AGC,目的是维持角误差灵敏度为常数,不管信号幅度如何起伏和受到距离改变的影响。恒定的角误差灵敏度是保持稳定跟踪的需要。AGC 对避免大信号饱和也是重要的,信号饱和将导致扫描调制和误差信号的损失。AGC 也起到平滑或消除噪声一样的目标回波信号幅度的作用,而不干扰在圆锥扫描频率下有用信号的提取。在圆锥扫描频率上,AGC 环路的增益应该尽量低,以避免误差信号因 AGC 作用而被压制掉。

需要的 AGC 动态范围<sup>①</sup>依赖于被跟踪目标的距离变化和预料目标反射截面积的变化。例如,距离变化为 10 到 1,它要求的动态范围为 40dB。目标反射截面积可能要求另一个 40dB。考虑雷达方程中参数的其他变化还有 10dB。因此,本例中接收机的 AGC 动态范围需要 90dB。实际上,一级 AGC 不能得到大的动态范围<sup>[23]</sup>。

**最佳的偏置角** 圆锥扫描跟踪器的偏置角越大,绕视轴的误差信号斜率越大,测角精度越高。图 4.7 描绘了目标在视轴方向或交叉点时圆锥扫描雷达误差信号的理论斜率,计算使用的天线方向图为高斯形状,最大的斜率发生在偏置角等于 0.41 个半功率波束宽度的地方。可以看出这种情况的最大误差斜率对偏置角是不太敏感的。偏置角为  $0.41\theta_B$  对应着天线方向图中低于峰值 2dB 的点。这意味着圆锥扫描雷达跟踪此目标时,回波信号要比目标处在天线波束的峰值时降低 4dB(有时被称为交叉损失)。单脉冲雷达是采用和波束峰值跟踪目标的,所以不会引起这种损失。因此,相对圆锥扫描雷达,单脉冲雷达具有更高的信-噪比、更高的角

① 动态范围通常用分贝数表示,为设备(这里是 AGC)可以按性能指标工作时最大与最小信号的功率比。

跟踪和距离跟踪精度。

在圆锥扫描雷达中经常要在距离跟踪精度和角跟踪精度之间进行折中,选取小的偏置角而不是产生最大的角误差斜率的偏置角。折中的结果为 $\theta_q/\theta_B=0.28$ ,该角度上的天线方向图相对峰值降低了1.0dB。天线增益和双程损失为2.0dB而不是4.0dB,结果是雷达有更好的距离跟踪精度,但降低了角跟踪精度。如果雷达采用单程路径跟踪信标,而不是采用双程路径跟踪雷达的“表皮回波”,最佳偏置角要加大<sup>[24]</sup>。

**仅接收扫描**<sup>[25]</sup> 军用圆锥扫描和波束转换跟踪雷达具有在电子对抗(ECM)中易受损的特点,因为敌方接收机容易侦查或确定圆锥扫描频率。根据这点,敌方的电子对抗干扰机就可以将接收到的雷达信号重新发射,并让其幅度受到圆锥扫描频率的反调制,造成跟踪雷达丢失目标(称为失锁)。这将产生一个与目标反射回波反相的信号,可能导致失锁。这种称为反增益的干扰方法能降低圆锥扫描或波束转换跟踪器的性能。

为了阻、防止敌方电子对抗干扰机检测圆锥扫描频率,跟踪雷达可以发射不扫描的波束照射目标,仅在接收时进行波束的圆锥扫描或切换。这被称为COSRO,即仅接收时圆锥扫描。类似的,顺序波束切换称为LORO,即仅接收时波束切换。

#### 4.4 跟踪精度的限制

本节将对几种决定跟踪雷达精度的主要因素进行讨论,它们包括:

- 角闪烁,或者角噪声,影响所有的跟踪雷达,尤其在近距离上;
- 接收机噪声,影响所有雷达,主要决定远距离的跟踪精度;
- 目标回波的幅度起伏,影响圆锥扫描雷达和顺序波束转换雷达,不影响单脉冲跟踪雷达。

影响跟踪雷达的总精度的其他因素包括天线座、天线转台的结构特性和伺服系统、确定视轴指向的方法、天线波束宽度、大气影响和多路径影响。

##### 角闪烁

也称角噪声、目标噪声和角起伏,但通常称为角闪烁。角闪烁通常发生在复杂目标上,该目标在雷达分辨单元内具有多个散射中心。像球体等“单散射点”不会产生闪烁现象。像飞机等具有多个散射中心的目标会引起闪烁而降低跟踪性能。到达雷达天线的单散射点回波具有均匀平坦的波平面,平面有一个取决于到达角的倾角。如图4.14(a)所示。常规测角方法总是假设到达的波平面是均匀平坦的。然而,如果目标由多个散射点组成,每个散射点处在不同的角度,它们各自的回波到达天线的倾角是稍有不同的,如图4.14(b)所示(为了说明原理而夸大了)。这些倾斜的波前在孔径上进行矢量相加,形成一个幅度和相位不均匀的合成波前。来自复杂目标的角闪烁有时看成回波波前的扭曲变形。

为处理平坦的回波波前设计的雷达,在处理复杂目标的不均匀波前时,将导致到达角测量误差。测量角与目标的突出特性(目标中心、前沿或最大的散射点)之间不具备简单的关系。另外,测量的到达角可能使天线指向目标边沿之外,这可能引起雷达跟踪中断。雷达看到目标的角度范围越大,角度测量就越差,下面将看到这一点。因此,角闪烁可能是在目标的距离很近时的主要测角误差源,因距离越近,目标的角度延伸越大。角闪烁对所有的闭环角跟踪的连续跟踪雷达系统产生影响,不管是圆锥扫描、顺序波束转换、幅度比较单脉冲,还是相位比较单脉冲雷达。

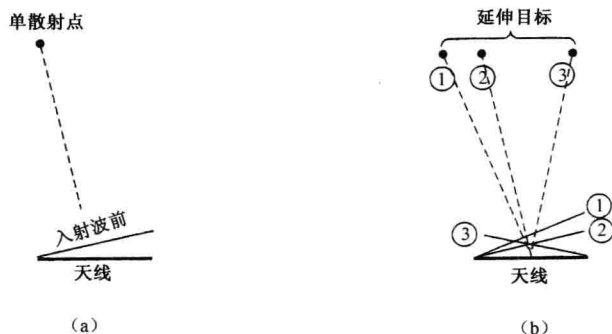


图 4.14 (a) 从一个散射点来到天线的平面波; (b) 由三个散射点到达天线的平面波, 最终的口径照射是这三个平面波的矢量和

### 来自简单目标模型的角闪烁的例子

考虑一个目标模型, 它由两个独立、各向同性散射、相对雷达夹角为  $\theta_D$  的散射点组成, 如图 4.15 所示 (有时称作哑铃形目标)。假设两个散射点对称分布在离天线平面法线为  $\pm\theta_D/2$  的位置上。虽然这是为简单起见而假设的一个虚假目标模型, 但能说明雷达跟踪复杂目标 (多散射点目标) 精度受到的影响。来自两个各向同性的散射点回波的相对幅度为  $a$  (小于一个的数), 相位差为  $\alpha$ 。相位差可能由两个散射点的距离差或散射点反射特性不同引起。J. E. Meade<sup>[27]</sup> 给出测量相对大散射点的角误差如下

$$\frac{\Delta\theta}{\theta_D} = \frac{a^2 + a\cos\alpha}{1 + a^2 + 2a\cos\alpha} \quad (4.2)$$

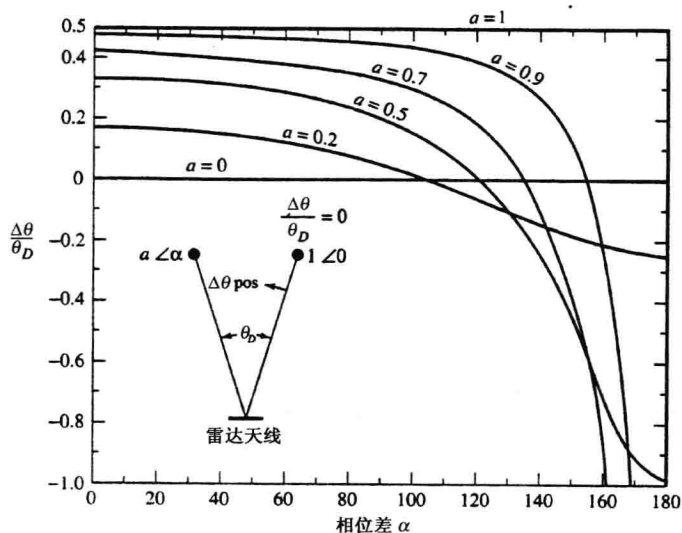


图 4.15 表明  $\Delta\theta/\theta_D$  是  $a$  和  $\alpha$  函数的式(4.2)曲线, 中间插入了两个各向同性散射点, 它们的相对幅度为  $a$ , 相对相移为  $\alpha$ , 从雷达看上去它们分开  $\theta_D$  角延伸。角度  $\Delta\theta$  的测量是相对于两散射点中的大者来表示的

曲线如图 4.15 所示。大散射点处于  $\Delta\theta/\theta_D=0$  处, 小散射点处于  $\Delta\theta/\theta_D=1$  处。  $\Delta\theta$  为正



值表示角区域位于大散射点的左边;负值表示处在目标外,在大散射点的右边。当两个散射点的回波同相( $\alpha=0$ )时, $\Delta\theta/\theta_D$  变成  $a/(a+1)$ ,有时被称为两散射点的“重心”。当信号幅度相等( $a=1$ ),相位差  $\alpha=\pi$  弧度时,式(4.2)表明天线指向为  $\Delta\theta/\theta_D=-\infty$ ;也就是说,天线被远远驱离目标的边界。应该注意推导式(4.2)时假设了角误差信号正比于误差角;也就是说,角误差信号是线性的。这意味着角误差很小。但是当  $\Delta\theta/\theta_D=-\infty$  时,角误差却不小了。如图 4.3(d)所示,随着角误差增加,角误差电压信号不再是线性的,它的斜率甚至会改变符号。所以当  $\Delta\theta/\theta_D$  变大时,式(4.2)不再适用。不过,为了讨论复杂目标引起的角闪烁,式(4.2)的简单模型描述了它的一般特性。

两散射点相对距离改变将引起相对相位  $\alpha$  的改变,例如,由于飞机飞行路径的改变或大气湍流均可引起视角的改变,便会出现上述现象。因此, $\alpha$  值会随着时间而改变。理论上说,雷达跟踪器在相当多百分比的时间内是指向目标区外的。

式(4.2)指出两散射点目标的跟踪误差  $\Delta\theta$  与目标的角度延伸  $\theta_D$  成正比,这就是角闪烁误差与距离成反比的原因。当距离变近时,误差变大。虽然这是基于简单双散射点的结论,但对于真实的目标,只要其角延伸小于天线波束宽度,上述结论也是对实际目标合理的近似。当目标角延伸超过天线的波束宽度时,两散射点就可以被分辨,因而不存在角闪烁。

比上面考虑的双散射点目标模型稍微复杂的目标模型由多个独立的散射点组成,它们中的每个点的反射截面积都相等,且均匀分布在垂直于雷达视线、长度为  $L$  的一行上。这种目标合成的反射截面积假定由瑞利概率密度函数确定。根据这个假定,雷达测量到的目标视在方向落在目标外的概率为 13.4%<sup>[28]</sup>。对等散射点均匀分布在圆面上的二维目标模型,类似的结果为 20%。Howard<sup>[29]</sup>指出,测量真实飞机的角噪声均方根值时,如果用目标横向范围  $L$  同样的长度单位表示的话,为 0.15~0.2 $L$ ,其中飞机的横向尺寸为  $L$ 。迎头测量单发动机的小飞机时,角闪烁接近为 0.1 $L$ ,看大飞机和侧向看普通飞机的角闪烁接近 0.2 $L$ 。

虽然当目标的形状和散射特性已知时,角闪烁是一种确定现象,但有时用统计学的术语进行分析<sup>[30,31]</sup>。然而,确定的方法能帮助理解目标和雷达发生了什么,而概率模型却不能很好地做到这一点。角闪烁通常认为是目标的效应,但某种程度上,也跟雷达有关。当雷达不能分辨复杂目标的单个散射点时就有角闪烁发生,因此有些雷达不受角闪烁的影响,而另一些雷达受到的影响很大。

减少角闪烁对跟踪雷达性能影响的方法在本节的后面讨论。闪烁现象也发生在距离测量中,这一点将在 4.6 节中讨论。角闪烁的简要评述,连同这个领域早期的详细的文献目录,已经由 Wright 给出<sup>[31]</sup>。

根据文献记载,角闪烁除了出现在跟踪雷达中外,角闪烁也会出现在扫描的监视雷达中<sup>[32]</sup>。这种说法是不完全准确的。监视雷达通过回波信号最强的天线指向位置来估计目标方向。扫描的监视雷达的角估计一般采用波束分裂方法,或者某些等效的方法。这里并没有使用闭环角跟踪。采用波束分裂法可能引起复杂目标角测量的误差,因为目标在不同角度有不均匀响应,但是误差不会超过目标的角度范围,像角闪烁发生在闭环跟踪过程中会发生的那样。因此,角闪烁不会发生在扫描雷达中,仅仅发生在闭环跟踪的雷达中。

#### 接收机噪声

雷达接收机输入端口的噪声影响雷达的跟踪精度,就像影响雷达检测能力一样。6.3 节将讨论基于高斯概率密度函数噪声模型之上的雷达测量精度。所有雷达测量误差(如角度误

差)均方根值的理论表示式,都与信-噪比的平方根成反比。根据第2章中雷达距离方程的讨论,我们知道雷达距离与信-噪比的四次方根成反比。因此雷达测量误差的均方根正比于距离的平方。接收机噪声是限制远距离雷达测量精度的主要因素,此时的信-噪比较小。6.2节还会指明雷达测量的均方根角误差正比于天线的波束宽度。

跟踪雷达测角的均方根理论精度由 Barton 给出<sup>[33]</sup>,也可在 Howard 的书中找到<sup>[34]</sup>,表达式如下

$$\delta_{\text{ang}} = \frac{k\theta_B}{k_s \sqrt{B\tau(S/N)}(f_p/\beta_n)} \quad (4.3)$$

对单脉冲雷达,常数  $k=1$ ,对圆锥扫描雷达, $k=1.4$ , $\theta_B$  为半功率波束宽度, $k_s$  为视轴方向的角误差信号斜率(单脉冲雷达与圆锥扫描雷达的误差斜率是不同的), $B$  为信号带宽, $\tau$  为脉冲宽度, $(S/N)$  为单个脉冲的信-噪比(推导这个公式时假设大于 6dB), $f_p$  为脉冲重复频率, $\beta_n$  为伺服系统的带宽。通常, $B\tau \approx 1$ , $f_p/2\beta_n$  为积累脉冲数。根据 Howard<sup>[34]</sup> 理论,好的四喇叭单脉冲馈源的误差斜率  $k$  为 1.57。取雷达性能最优的偏置角后,圆锥扫描雷达的误差斜率为 1.5。因为圆锥扫描雷达不能以最大天线增益跟踪目标,导致信-噪比低于单脉冲雷达。本章前面说过,圆锥扫描雷达有双程损失 2.0dB。对圆锥扫描雷达<sup>[35]</sup>和单脉冲跟踪器<sup>[36]</sup>的角误差的更精确表达式能够在文献中找到,但上面的表达式一般对很多情况都是合适的。

### 幅度起伏

随着目标相对雷达视角的改变,由多散射中心构成的复杂目标回波幅度将出现起伏(目标的偏航、横滚和俯仰会引起视角改变,直线飞行的目标也会引起视角改变)。圆锥扫描和顺序波束转换雷达将目标回波信号幅度的任何改变都解释为目标不在轴视方向,于是它们驱动天线使接收到的“误差信号”为零。这样顺序测量过程中由于目标回波起伏造成的信号幅度起伏将降低测量精度。回波信号的幅度起伏,也称目标衰落,不会影响同时波束或单脉冲雷达,这些雷达用单个脉冲提取角误差信号。

因此,使用 AGC 后目标反射截面积起伏引起的回波信号调制度与距离无关,所以幅度起伏导致的角误差与距离无关。

飞机目标的幅度起伏可分成低频的和高频的。根据 Howard<sup>[29]</sup> 的分析,X 频段的低频脉冲间幅度起伏主要集中在 10Hz 以下。这是由于独立散射点中心的相对距离改变才引起了目标反射截面积的变化。幅度频谱好像与目标尺寸没有很大的关系。当两架飞机的偏航变化速率相同时,由于大飞机翼展比小飞机翼展宽,散射中心(如发动机)的间距更大,所以具有更高的起伏频率。然而大飞机的偏航速率比小飞机低,因此预期具有差不多的频谱宽度。幅度起伏的频谱宽度近似正比于雷达的工作频率,因为相对于低雷达工作频率,高频时散射中心间距离的变化导致更大的波长数变化。

高频率的幅度起伏可能由螺旋桨或喷气发动机的反射引起。螺旋桨调制频率取决于旋转片的数目和旋转速度。调制不是正弦的,还有基频的各次谐波。螺旋桨调制的基频和它的谐波频率与雷达的频率无关。

选取圆锥扫描频率对应于目标幅度起伏频谱的低端,可以降低幅度起伏对圆锥扫描跟踪精度的影响。如果幅度起伏噪声功率在圆锥扫描频率或波束转换频率处很大,采用 AGC 或滤波的方法都不易消除。例如,典型圆锥扫描频率为 30Hz。一般说来,扫描频率越高,幅度起伏噪声越小。然而,在较高的扫描频率上,螺旋桨调制频率将出现,这一点需要避免。然而,足

够高的扫描频率时幅度起伏产生的跟踪性能下降较小。有个实测报告指出当雷达采用脉冲重复频率为  $1000 \sim 4000 \text{ Hz}$  以及波束转换或扫描频率为脉冲重复频率的四分之一时,目标的幅度起伏不会限制雷达的性能<sup>[37]</sup>。

### 伺服噪声

这种噪声是伺服跟踪机构中的不规则摆动,由齿轮、轴系和天线座结构中的齿隙和弹性变形引起。伺服噪声的大小与回波无关,因而与目标距离无关。

### 误差汇总

角闪烁、接收机噪声和幅度起伏对跟踪雷达测量精度的影响是距离的函数,如图 4.16 所示。角闪烁误差与距离成反比,接收机噪声引起的误差与距离的平方成正比,幅度起伏和伺服噪声产生的误差都与距离无关。图中曲线定性地说明了每种因素的一般特性。画出了两根合成曲线。曲线 A 代表圆锥扫描雷达或顺序波束转换跟踪器。它假设伺服噪声误差小于幅度起伏误差。曲线 B 代表单脉冲跟踪雷达,没有包含幅度起伏误差。近距离和远距离处,跟踪精度都变差,只有中间距离处测角精度较好。

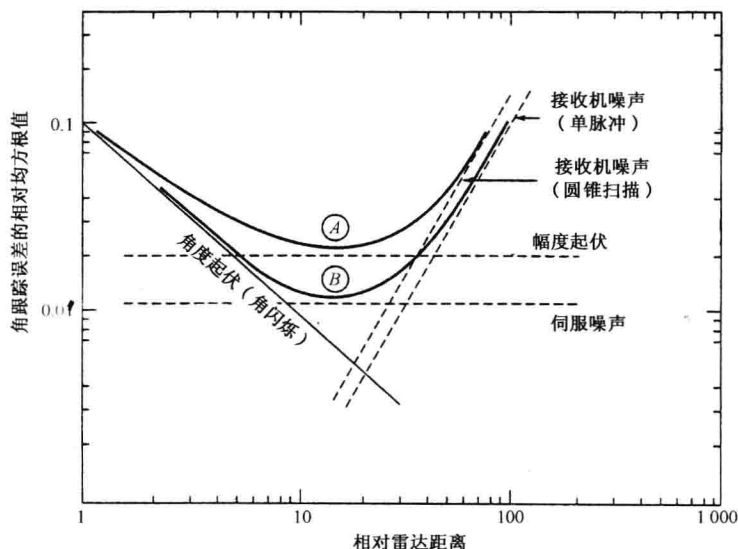


图 4.16 角闪烁、幅度起伏、接收机噪声和伺服噪声引起的角跟踪误差的相对关系,曲线 A 表示圆锥扫描或顺序波束转换雷达的合成误差;曲线 B 是单脉冲合成误差

最好的跟踪雷达测角精度能够达到  $0.1$  毫弧度,这是来之不易的。只有进行及时的精确校准<sup>[38]</sup>,并且非常注意所有影响跟踪精度的内部因素和外部因素才能达到。

### 减小目标角闪烁误差的方法

角闪烁降低了军用雷达的跟踪性能和雷达制导导弹性能。因此,当需要高的跟踪精度时,减小这种不利的影响很重要。已经提出几种减小角闪烁误差的方法。其中的一些方法获得了显著的改善,但它们要求的雷达工作方式对完成雷达任务来讲并不是最好的。有一些方法可以不影响雷达的主要任务,但对减小角闪烁误差的效果不总是有效的。就像处理其他许多事情那样,通常需要进行折中。

**频率捷变** 由于双散射点目标模型中的相位差  $\alpha$  依赖于雷达的工作频率, 因此, 角闪烁误差也依赖于雷达的工作频率。相位差  $\alpha$  的改变可以改变角闪烁误差(如图 4.15 所示), 角闪烁可能变大, 也可能变小。如果相位差  $\alpha$  主要因为两散射点之间的距离差  $\Delta R$  引起, 则相位差  $\alpha = 4\pi(\Delta R)f/c$ ,  $f$  为雷达的工作频率,  $c$  为传播速度,  $f/c = \lambda$  为雷达波长。雷达频率改变导致相位差  $\alpha$  的改变, 从而导致角误差  $\Delta\theta$  的改变。在频率上的改变量必须足够大, 才能使得测量到的相位不相关, 最终使得测量结果独立。当相位差  $\alpha$  的改变量超过  $2\pi$  时就不相关了。根据此标准, 频率改变量应该为<sup>[39]</sup>

$$\Delta f(\text{Hz}) = \frac{c(\text{m/s})}{2D(\text{m})} \quad \text{或者} \quad \Delta f(\text{MHz}) = \frac{150}{D(\text{m})} \quad (4.4)$$

式中,  $D$  为目标深度(在双散射点的例子中,  $D$  与  $\Delta R$  相同)。雷达看到的飞机目标的深度  $D$  通常并不等于目标物理尺寸的投影, 因为飞机两端很小, 不能被雷达检测, 它们也可能被其他散射点掩盖。

有几种利用角闪烁与频率关系的方法, 减小其对雷达跟踪精度的影响。一种方法基于这样的一种观察现象: 大的角闪烁伴随着低信号功率回波。这种角闪烁误差与接收功率之间的反比关系早在 20 世纪 50 年代中期便被清楚地认识了<sup>[40]</sup>。在双散射模型中可以定性地看到这一点。当两信号幅度几乎相等, 相位差几乎为  $180^\circ$  时, 如图 4.15 所示, 角闪烁误差很大。此时的信号是几乎反相的, 在天线的反相合成导致小的回波信号幅度, 雷达接收到的信号功率很小。因此如果发现收到的回波信号很小而通常不该是那么小的话, 很有可能发生了错误的角度测量。利用这种影响, 发射几种频率间隔大于式(4.4)给出的不同频率。根据一些准则(如正比于信-噪比)对不同频率回波的角度估计进行加权, 然后取平均值。几种其他的加权方法被 Loomis 和 Graf 分析过<sup>[41]</sup>。他们发现使用与最大回波幅度相关的角度测量值是最精确的。仅仅处理最大幅度回波对应频率上的信号得到的跟踪误差大致减小为

$$\delta_{\text{rms}} = \frac{\delta_g}{N} \quad 1 \leq N \leq 4 \quad (4.5)$$

式中,  $\delta_g$  是单频(不捷变)角闪烁误差,  $N$  是独立频率的数目。当频率数目超过 4 后, 测量精度不会改善太多。

虽然脉间频率捷变能够减小角闪烁的影响, 但也有缺点。就是检测杂波中运动目标的 MTI 或者脉冲多普勒方法不能与脉冲间频率捷变兼容。为了进行多普勒处理, 多个脉冲的频率必须保持常数。为了实现频率分集, 可同时发射, 或者顺序发射若干频率相同的脉冲, 然后换到频率间隔超过式(4.4)中  $\Delta f$  的另一个频率。

脉间频率捷变减少了圆锥扫描或顺序波束转换雷达中的角闪烁, 但是可能会增加幅度起伏误差, 因为目标反射截面积与频率相关。这可能导致角误差值的净增加, 所以并不是所有时候都能用这种雷达。

在一些拥挤的雷达频段, 获得用于减小角闪烁误差的频率范围是不容易的。例如, 目标的有效深度  $D$  为 10m, 式(4.4)指明频率改变至少为 15MHz 才能对角闪烁误差去相关。如果需要四个频点, 则使用的频带宽度至少为 45MHz。

**距离分辨** 前面已经提到角闪烁是在有多个散射点处在雷达分辨单元内时发生的。在微波雷达中距离分辨率可以相当高, 远远超过角度分辨率。因此, 如果雷达具有足够高的分辨

力,以致能够分开组成同一目标的多个散射点,角闪烁(以及距离闪烁)就不会产生。所以相对低分辨率雷达,高距离分辨率系统的角跟踪精度和距离跟踪精度将得到提高。例如,当分辨多个目标散射点需要具有1米的距离分辨率雷达,就需要150MHz频谱带宽。因此微波频率高的雷达要比频率低的雷达更适合采用此种降低角闪烁的方法。

在某些方面采用高距离分辨率来减小角闪烁的方法,和为同一目的采用频率分集的方法是相关的。两者都利用宽信号带宽。频率分集方法在宽的频带范围内利用数量有限的、离散的频率点,而高距离分辨方法则利用连续的频谱。如果两种方法使用的带宽相同,很难相信高分辨率方法的测量精度会比分集方法高。高距离分辨方法可以与MTI或脉冲多普勒处理联合使用,只要数字信号处理技术不受高分辨率要求的信号带宽限制。

**伺服带宽和 AGC 带宽**<sup>[31]</sup> 保持伺服带宽窄可以减小角闪烁误差。实践中这可能不是一个好想法,因为伺服带宽通常根据跟踪器能够跟踪机动目标的要求来确定。带宽太窄可能引起雷达对机动目标跟踪的中断,从而导致目标丢失。

减小 AGC 带宽(增加时间常数)也可减少角闪烁的影响<sup>[42]</sup>。窄带 AGC 不能响应信号幅度的快速起伏,结果使得回波信号的幅度波不能保持恒定。这相当于在大的角噪声峰值出现时对角误差的灵敏度降低了,导致较小的跟踪噪声均方根。然而,这种角噪声的减小会伴随着另一种误差,即回波信号幅度起伏噪声的增加。减小 AGC 带宽会在零频附近产生附加的噪声,这种噪声降低了雷达跟踪精度。尽管窄带 AGC 有潜在的优点,但是尤其在近距离或中距离上通常还是使用宽带(快速)AGC,因为此时的目标机动将引起较大的目标的角速度,若采用窄带 AGC 将由此引起较大的跟踪滞后。

作为减小角闪烁手段的窄带伺服和/或 AGC 系统,还会产生其他不利影响。带宽的选择应该与多种影响雷达战术要求的因素相容,这些因素确定了可以接受的跟踪误差和目标失锁概率。

**角噪声的滤波** 处理角噪声的首选方法之一是将角噪声当作可以被滤波的噪声来处理,如果它的特性是已知的话<sup>[43]</sup>。这就是为什么角闪烁有时称为角噪声的理由之一。角噪声的模型不太成功,因为角闪烁的统计特性是非高斯的和非平稳的<sup>[44]</sup>。角闪烁型常常能用确定性或非统计模型<sup>[45]</sup>描述而不是用统计模型。另一个使用要进行滤波的噪声作为角闪烁的模型所产生的问题是角闪烁误差是“尖”的。它们仅仅当两散射点的相位差 $\alpha$ 接近 $\pi$ 弧度时,才变得较大。如上面描述伺服系统和 AGC 系统带宽一样,为了平滑图钉状的角闪烁误差信号而进行滤波,导致太窄的滤波器带宽不能维持对机动目标的跟踪。虽然将角闪烁当作噪声问题来处理仍是一种流行的方法,但从来没有像期望的那样获得成功。

**起伏测量的删除** 前面提到,当角闪烁误差较大时接收到的信号幅度较小。如果能够正确地监视信号电平以分辨出小幅度信号,则可去掉相应的角度测量,从而提高跟踪精度。有人建议<sup>[46]</sup>采用卡尔曼跟踪滤波器去检测起伏的秩检测预处理器,去掉相应的角度测量值,就可以把角跟踪精度提高15%。

**极化捷变**<sup>[47]</sup> 根据不同极化产生不同的散射中心,有人建议用极化捷变方法来减小角闪烁误差。此假设的前提是目标具有明显不同的对极化响应特性,以便在改变极化时,使角闪烁去相关。然而,实践中不能期望极化捷变去相关会如频率捷变去相关性那么好。也有说法<sup>[44]</sup>，“极化捷变方法得到的改善是中等的(充其量地说)”。

**空间和姿态角分集** 还有人建议说,角闪烁误差可通过空间和姿态角分集来减小<sup>[48]</sup>。空

间分集意味着雷达从不同位置观测目标。两个用来空间分集的天线分开的距离并不需要太大。姿态角分集需要目标相对雷达旋转,从而达到相对此雷达的目标姿态角的改变。不是所有的目标都能够与雷达合作来足够地改变它的姿态角,从而获得必要的分集。而且,姿态角的改变是要花时间的,而受到角闪烁影响的武器控制雷达通常是没有时间的。因此,空间分集和姿态角分集在工作上是有限制的,这导致它在降低角闪烁的实际应用中受到限制。

**避免采用闭环跟踪** 如本节提到的,不采用闭环跟踪的方法提取目标角的雷达不易产生角闪烁引起的大的误差。已经提出许多方法用来减少角闪烁的不利影响。没有一个方法能够解决所有问题,每个方法都有优点,也有缺点,没有一个方案是通用的。正如处理其他许多事情一样,必须折中处理才能解决潜在的角闪烁影响。

## 4.5 低角跟踪

跟踪低仰角目标的雷达通过两条路径照射目标,如图 4.17 所示。一条是从雷达到目标的直接路径,另一条是包括地面反射的路径。这好像是雷达照射的两个目标,一个目标为地球表面以上的目标,另一个为地球表面以下的镜像目标。这是在前一节介绍闪烁时提到的经典的两个散射点模型例子。由于目标闪烁效应,将产生目标的仰角测量误差。这个误差可能大到严重降低雷达的跟踪质量。光滑平面上的掠地角很小时,光滑表面的反射系数近似为 $-1$ (见 8.2 节)。也就是说,相位在 $180^\circ$ 附近,幅度接近为 $1$ ,反射信号的回波幅度几乎等于入射到地面的信号幅度。很不幸,这种情况接近角闪烁最坏的情况,在图 4.15 的双散射点目标模型的曲线中可以看出这一点。因此,低仰角跟踪目标能够造成仰角方向测量的很大误差,造成目标跟踪的丢失。表面反射信号有时被称为多路径信号,由图 4.17 画出的几何关系引起的角闪烁误差称为多路径误差。多路径误差严重限制了雷达对打击贴近水面目标导弹的制导和陆基或船载雷达对低空巡航导弹和掠海攻击导弹的防御。

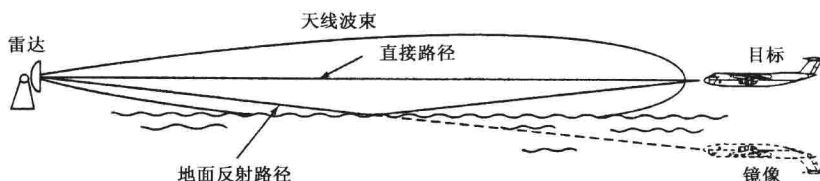


图 4.17 说明低角跟踪时出现的地面反射路径和处于地面下方的目标镜像

多路径效应取决于天线波束打地的部分。根据仰角高度,可以划分为 3 个区域<sup>[49]</sup>。

(1) 旁瓣区域。所处的仰角位置为近区旁瓣照射地球表面,而不是主瓣打地。在水平面以上的仰角小于 6 个波束宽度时,精密跟踪雷达的精度(如 AN/FPQ-6)开始下降<sup>[50]</sup>。

(2) 主瓣区域。当仰角差不多等于 0.8 个波束宽度时,多路径影响变得很严重。

(3) 水平区域。掠地角接近零度,形成地面的镜面反射,从目标和镜像目标到达的回波幅度近似相等,相位相反,直接回波和镜面反射回波的组合信号非常小。这种回波信号信-噪比的降低进一步恶化了精度问题。

图 4.18 示出了 S 频段雷达低仰角误差测量的实验结果,它是飞机在低空飞行时的距离函数<sup>[51,52]</sup>。本例中天线波束宽度为 $2.7^\circ$ 。飞机在 3300 英尺的高度上等高飞行。开始跟踪时的



仰角为  $4^\circ$ 。在此仰角高度上,天线的旁瓣打地,多路径对角精度的影响较小。图 4.18 的中间仰角小于  $2^\circ$ ,主瓣照射到地球表面,表面反射波的影响变得严重,产生大的仰角误差,导致天线指向地面下的镜像目标。这时误差是周期的,因为对雷达来说,相位超过  $2\pi$  弧度的与相位在 0 到  $2\pi$  弧度是一样的。从图 4.18 的例子可以看到,天线有时指向目标下面  $2^\circ$  以上的位置。此时雷达跟踪被描述为不可控,误差大到雷达丢失跟踪。光滑水面时此情况特别严重,因为表面反射信号很强。信号可以强到使传统跟踪雷达无法保持低空目标的跟踪。根据 Barton 的分析<sup>[49]</sup>,水平区域内,表面反射系数超过 0.7,且目标在 0.7 波束宽度以下时,“雷达具有跟踪水平面上或接近水平面处反射重心的强烈趋势”(图 4.18 的数据没有出现这种现象)。

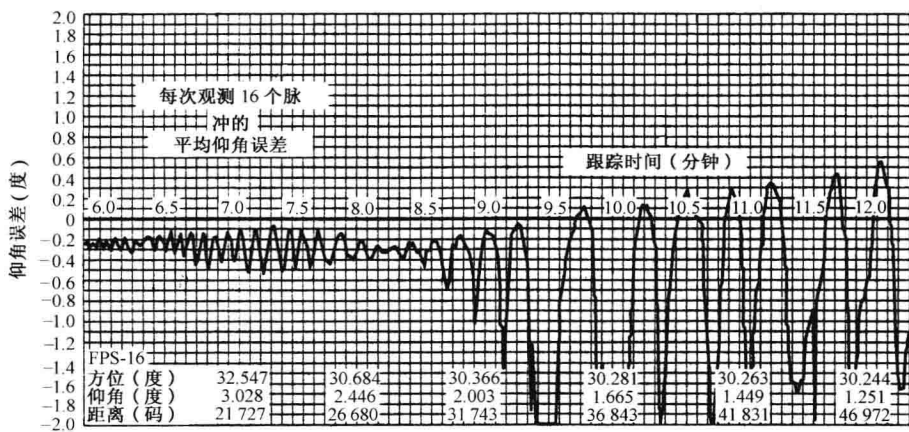


图 4.18 利用波束宽度  $2.7^\circ$  相控阵雷达进行仰角跟踪误差测量的举例,飞机目标接近等高度向外飞行。沿着零误差线的数字是跟踪时间(分钟)(引自 Linde<sup>[51]</sup>)

多路径问题类似于跟踪双散射点模型目标产生的角闪烁误差。然而,仔细考查图 4.15 给出的理论角闪烁误差和图 4.18 给出的实验数据,发现两者有重要的区别。当表面反射系数接近  $-1$  时,双散射点模型表明误差很大。大的跟踪误差发生在大的散射点目标一边,而不是小的散射点一边。在多路径情况下,一般预计实际目标为大目标,镜像目标为小目标(因为反射系数不大于 1)。然而图 4.18 的结果表明,大的仰角误差是在镜像目标方向,而不是在实际目标方向。所以天线更趋向指向地下而不是空中。Howard 等<sup>[50]</sup>说,这种差异可用除了相位失真外没有考虑口径面内的幅度失真来解释。

虽然把双散射点模型应用于低角多路径跟踪是很容易接受的,但两者之间存在区别。双散射点模型中有两条传播路径:两条双程的路径分别从雷达到达各自散射点后再原路返回。在多路径的情况下,实际上有四条路径<sup>[53]</sup>。它们是:(1)从雷达到目标的往返路径;(2)经过表面反射的从雷达到目标的往返路径(镜像路径);(3)从雷达直接到目标,再通过表面反射返回的路径;(4)与第三条路径相反,雷达到目标通过表面反射,而直接返回到雷达。因此,第三、四条路径是相同的,只是传播方向不同(多路径时延测高法利用这四条路径来测量目标的高度,此时高距离分辨雷达采用扇形方向图比采用笔形波束要好)。多路径几何关系中这四条路径回波在雷达内组合出不同于双散射点模型时的回波信号。因此,可以预料多路径情况下的角闪烁误差将不同于双散射点模型的结果。这一点在实验中已经被证实。

地面多路径问题中另一个没有在双散射点模型中考虑的复杂性是反射面粗糙度的影响。



这导致表面反射信号中包含了两个分量,一个为镜面反射分量,另一个为漫反射分量<sup>[49]</sup>。

对于粗糙表面,多路径引起的角误差减小了,因为表面反射波的幅度变小了(反射系数较小)。注意,反射面的粗糙度依赖相对雷达波长而言的高度的变化。雷达工作频率越高,一定物理粗糙度的表面(以波长为单位)的“电”粗糙度也越大。所以,高频雷达中多路径对仰角精度的影响要小一些。毫米波的表面反射不像镜面反射,而像漫反射<sup>[54]</sup>。

除了引起仰角跟踪误差外,多路径也会引起方位通道角度的跟踪误差。这可能由交叉耦合产生,即一部分俯仰通道的信号通过某种方式进入方位通道。当目标-镜像平面偏离垂直平面时,例如在斜坡上,或雷达安装在横滚、俯仰的船上时,都会出现交叉耦合。

### 减小低仰角多路径的方法

已经演示过或提出过一些方法来降低低角多路径造成的大仰角测量误差<sup>[49,55,56]</sup>。然而,没有一个方法可以解决所有需要进行低角跟踪时的困难。每一种方法都有局限性。它们大多是要消除由于主瓣、而不是副瓣打地引起的大的误差。下面提到的很多方法都是假设使用单脉冲雷达,好像仅仅前三种有一些应用。其他的方法仅仅是出于特别的技术上的兴趣而提到的,如果愿意可以跳过不看。

**窄波束宽度** 由于窄的波束可以不照射到表面,因此,采用窄波束是减小或消除多路径误差的一种最有把握的方法。天线波束宽度近似为  $\theta_B \approx \lambda/D$  弧度,  $\lambda$  是雷达波长,  $D$  是天线孔径,两者单位相同。因此,窄波束天线需要大的天线孔径或高的雷达频率或两者都要。虽然窄波束宽度可以消除多路径问题,然而,实际上不是总可以做到的,因为有很多不使用大孔径天线和高工作频率的有力原因。

一种实际应用在获得低角跟踪能力的成功方法是使用两套雷达,一套工作在 X 频段(9GHz),另一套工作在 K<sub>a</sub> 波段(35GHz),共用一套天线<sup>[57,58]</sup>。低频段雷达通常具有较远的作用距离。目标截获由低频雷达起动,然后切换到高频雷达以获得精确的低空跟踪。据说,利用双频段雷达跟踪比水面高 100 英尺的目标时,多路径角误差小于 0.4 密耳,距离超过 30 000 码。军用双频段雷达另一个优点是增加了敌方电子对抗系统的困难,因为要求同时干扰两个频段。

**不合逻辑的目标轨道** 目标潜在行为的先验知识可以用来减小低角多路径误差,而不需要使雷达复杂化。由于飞机或导弹目标不可能飞到地面以下,并且它向上或向下最大加速度的能力有限,从雷达跟踪数据中可以识别那些不合情理的目标行为数据,从而将其剔除。在某些情况下,目标可能飞得很快,天线的巨大惯性足以阻尼多路径引起的角误差。

**偏轴或偏视轴单脉冲跟踪** 根据天线方向图和地形可以预测有限的低角区域出现大的角误差。利用这个事实,可在感觉到大仰角误差出现时就能确定目标已处在低角区域。于是将天线锁定在正仰角为 0.7 到 0.8 个波束宽度的位置,同时在方位上进行连续的闭环跟踪。在波束固定在一个正仰角的情况下,由开环的误差信号电压就可以确定目标的仰角。另一种方法是假定目标的仰角是水平线到视轴夹角的一半。在极端情况下,跟踪误差的峰值不会超过 0.7 到 0.8 个波束宽度,典型均方根误差为 0.3 个波束宽度。这样,跟踪精度只稍有提高,但避免了天线的大幅摇摆和跟踪丢失。

**双零点的仰角差波束方向图**<sup>[59,60]</sup> 跟踪单个目标的单脉冲雷达试图将差波束方向图的零点对准目标。在低仰角情况下,表面反射信号进入差波瓣的下面一个波束将引起角闪烁误差。通过使用比常规四喇叭馈源更复杂的天线方向图,可独立地驱动第二个天线零点,使它对

准表面反射回波(镜像回波)方向,就能在回波到达接收机之前抵消表面反射回波。利用位于垂直平面内的第三对馈源就可以产生第二个零点。由三对馈源来的仰角信号进行合成可产生两个零点,一个在目标的方向,另一个在它的镜像方向,这是 Whilte 在上面引证的参考文献中所描述的。利用 Snell 法则对测量的距离进行计算,就可以将第二个零点保持在镜像目标方向。

常规四单元馈源单脉冲雷达在垂直平面内(或水平平面内)仅有一个自由度。这种雷达仅用来跟踪单个目标。当存在多路径时,有两个目标信号出现(实际目标和镜像目标)。由于常规单脉冲雷达是按只有单个目标的假定设计的,它不能对付这种情况。当垂直面使用第三对馈电单元时,就有两个自由度,于是有两个零点可分别用来对准实际目标和镜像目标。这一点可以推广到仰角平面内安排更多馈源情况(增加自由度和零点),从而更好地控制镜像目标归零。

水面上的试验说明,对于仰角位于低到 0.25 波束宽度的目标时,采用双零点技术,能够获得好的跟踪精度(均方根误差在 0.05 到 0.1 个波束宽度之间)。

这种方法有几种变形。到达天线口的入射信号可沿着孔径在多个点上被抽样(尤其是用阵列天线时),并用最大似值判别准则确定目标和镜像目标的位置。Barton<sup>[55]</sup>认为,当存在漫反射时这些方法的效果会降低。这种方法还要求比常规更复杂的单脉冲馈源结构和处理。

**高距离分辨** 表面反射信号的传播路径大于直接入射信号。因此,在某些情况下采用高距离分辨波形可以将它们分开。通过仅跟踪直接信号就避免了多路径引起的角误差。将直接信号与表面反射信号分离需要的距离分辨率  $\Delta R$  近似为

$$\Delta R = \frac{2h_a h_t}{R} \quad (4.6)$$

式中,  $h_a$  为天线高度,  $h_t$  为目标高度,  $R$  为目标的距离。当雷达天线高度为 20m, 目标高度为 30m, 距离为 4km 时, 距离分辨率必须为 0.3m。这需要脉冲宽度为 2ns 和信号带宽为 500MHz。这比现役雷达的脉宽要短, 带宽更大。如果目标是海平面上高度为 2m 的掠海飞行的反舰导弹, 消除多路径影响所需要的带宽太宽了, 因而无法在大多数实际应用的雷达中实现。所以距离分辨通常不是解决多路径问题的满意方法。

**频率捷变** 第 4.4 节中讨论双散射点模型时曾指出, 采用频率间隔足够大的频率分集可以平滑由角闪烁引起的角误差, 从而产生一个不会有大的误差的平均结果。为了获得不相关的角闪烁值, 必须用由式(4.4)给出的频率间隔。存在多路径时, 将式(4.4)中的  $D$  取为两信号的路径差, 对仰角测量的结论也是相同的。但有两条保留: 第一, 平均的测量角度值更趋向于水平方向, 而不是指向目标仰角; 第二, 频率捷变的总带宽可能很大, 与前面讨论的带宽差不多, 即需要一个窄脉宽信号用来分离接收目标回波和镜像目标回波所需要的带宽。如果设计师有足够宽的频带可用, 则采用距离高分辨比频率捷变更好。然而, 前面指出过, 实际应用中很难获得这么大的带宽, 尤其是当目标高度很低的时候。

**多普勒分辨** 由于实际目标和镜像目标处在不同的仰角位置, 它们的多普勒偏移会稍有不同。用足够高的多普勒分辨, 就能够把镜像目标和目标分开。然而, 实际上多普勒频率差通常太小, 不足以将目标从镜像中分离出来, 除非对目标进行特别长时间的观察。

**防杂波网** 在雷达四周安置防杂波网能够掩盖镜像目标回波, 尤其是在近区旁瓣产生多路径误差时是这样。防杂波网价值昂贵, 并且仅在雷达安装在固定阵地上时才有价值。由于主瓣照射到杂波网的顶端, 所以衍射能量可能照射目标镜像。

**极化** 当镜像的仰角处在布鲁斯特角(见 8.2 节)附近时,经常被跟踪雷达使用的垂直极化能减小表面反射信号能量。然而,在低掠地角情况,即镜像仰角远小于布鲁斯特角的时候,这种方法没有什么好处。

**复数角(CA)**<sup>[49,61]</sup> 通常的单脉冲接收机仅仅利用差信号中的同相(或反相)信号分量。当多路径信号和直射信号共存时,差信号含有正交分量。误差信号的同相及其正交分量构成一个复数角误差信号。在复平面内,以同相信号及其正交分量作为复平面的两个正交轴,复角值作为仰角的一个函数,其轨迹为螺旋线。通过对复角的测量,原则上可以推出目标的仰角值。在使用复角技术过程中,雷达天线的仰角需要固定在水平面以上的某个位置,将开环的复角测量值与一组由特定雷达安装、天线仰角指向角和地形特征确定的一组预测值进行比较。由于随着目标仰角的增加,复角的螺旋线多次重叠,所以一个给定的同相及正交分量信号的测量值不能给出一个惟一的仰角值。采用频率分集或采用长时间连续跟踪目标的方法可以解这个模糊。

这种方法受到下列几个方面的限制:(1)需要解模糊;(2)来自实际表面的回波,当表面粗糙和发生漫反射时与理论值不同,测量值中有随机变化,它随时间快速改变又依赖于目标的位置,以致这种变化很难通过校准的方法消除。

**超分辨** 通常当两个等幅度的目标至少相隔 0.8 个波束宽度时,它们就可以在角度上被分辨。有时,由于分辨依赖于两个信号之间的相位和信-噪比,能得到更好的结果。过去,尝试过许多好于 0.8 个波束宽度的角分辨方法,但是都没有获得预想的成功。超分辨<sup>[62]</sup>就是一个基于谱估计或谱分析理论用来提高角分辨的一个例子。由于宣称它能产生比常规线性方法更高的分辨能力,使人们产生了把它用在低高度目标跟踪上的兴趣。可是,这种方法不能用于雷达信号。这种方法的确能够提高不相关信号(例如独立的噪声)的分辨能力,例如在出现多种干扰信号时,或者在进行宇宙源的射电天文观察的时候。该方法不适合相关信号的分辨,而雷达回波信号是相关的,因为它们源自同一发射机。W. D. White<sup>[63]</sup>已经指明超分辨用于相参回波信号时的限制,以及这种方法在解决雷达低角跟踪时无效的。

超分辨方法产生指示目标位置醒目的、带有尖锐响应的曲线。然而,根据使用的算法,响应的幅度和位置并不总与目标的特征有关。当采用非线性算法时,可能产生寄生的响应。很重要的,但与其他限制相比不太重要的是,采用这种方法要求很高的信-噪比,以及许多算法的计算复杂性。超分辨是个名不副实的技术:它的名字比它能给的要多,并且其广告上的承诺没有兑现。

**最大似然估计** 文献中有许多论文描述多路径情况下目标仰角估计的最大似然估计法。这里只引证了几篇<sup>[64~66]</sup>。最大似然估计曾被用于多频系统<sup>[67]</sup>和三孔径天线系统中<sup>[68,69]</sup>。该方法有一些有用的结果,但也有局限性。

**光电和红外** 光学和红外传感器的优点是提供比雷达系统高得多的分辨率。不受多路径问题困扰是它们的重要优点。光学和红外传感器都已用来补充雷达进行低角覆盖。低仰角时它们在清洁大气中或在雨中都受到严重衰减,所以作用距离很近。另外,它们不能提供距离和多谱勒速度的测量。如果必须可靠的全天候的能力,雷达是必须认真考虑的传感器。

**其他说明** 除了上面提到的,还有其他几个方法被提出或研究过用来减轻角闪烁对低仰角目标进行跟踪的影响。这些方法包括高度分集法<sup>[70]</sup>;神经网络法<sup>[71]</sup>;不需要知道距离基于只求四个未知数的确定性模型的最大似然估计法<sup>[72]</sup>;在和通道中采用门限,只有超过它时才

进行仰角测量(这种方法能消除直射信号与反射信号几乎反相时出现的大误差——就是和信号很小和存在大的角闪烁误差这种情况)<sup>[73]</sup>;以及用和信号门限消除小信-噪比的测量值与和偏置补偿法一起来减小角闪烁误差<sup>[74]</sup>。从关于这个问题的大量文献中可以看出低角跟踪的重要性,以及尚缺乏一种好的通用解决方法。

条件允许时利用窄波束是确保低角跟踪精度的最好方法。固定天线仰角进行偏轴跟踪,和用开环测量仰角,这种方法简单,还能缓解多路径角闪烁造成的天线不可控摇摆。

这里讨论的低角跟踪问题集中于多路径影响。进行低角跟踪的雷达还必须能在比回波信号大很多数量级的杂波中检测目标,所以,必须考虑第3章中讨论的多普勒方法。

本节研究的雷达,通常都认为工作在地面上或靠近地面来对低空目标进行跟踪。低角多路径问题对低空导弹制导也很重要。

## 4.6 距离跟踪<sup>[76,77]</sup>

早期雷达通常是由操纵员观察A型显示器或类似装置,操纵手轮将标记覆盖到期望的目标尖峰上来进行目标的距离跟踪的。手轮的设置位置就是目标距离的度量,它被变成电信号送给数据处理器。人工跟踪有很多局限性,它不能应用在诸如无人操纵的导弹系统中。该方法不久就被所谓的分裂门跟踪器,即闭环自动跟踪所代替。

### 分裂门跟踪器

自动距离跟踪技术的基础是分裂距离门。如图4.19所示产生两个距离门:一个是前门,一个是后门。视频回波脉冲信号如图4.19(a)所示。两个分裂门的相对瞬时位置如图4.19(b)所示,误差信号如图4.19(c)所示。在本例中前门中的信号小于后门中的信号。两门中的信号积分后相减产生误差信号。误差信号的符号指出两距离门移动的方向,以便使这对门跨在回波信号上。误差信号的幅度确定两门与信号“中心”的距离。当误差信号为零时,距离门被中心定位,两门的位置给出了目标距离值。距离门相对回波脉冲中心的偏移增加了一个门中的信号能量,降低了另一个门中的信号能量。这又产生了一个误差信号,使得两门移动重新建立平衡。

距离门允许隔离出单个目标,拒绝不想要的信号,并且通过消除其他距离上的噪声,提高了信-噪比。AGC电路仅仅在期望出现目标回波的短暂距离门内产生响应。距离门的宽度应该足够窄以便使无关的噪声最小,但又不能窄到排除相当大部分信号能量的程度。通常,距离门的宽度约等于信号的脉宽。如果希望跟踪信号的前沿,而不是信号的中心,可以插入一个偏移量来向前移动距离门。进行前沿跟踪时,门的宽度应该比常规跟踪窄<sup>[78]</sup>。

### 距离闪烁

距离上分布多个散射点的目标由于距离闪烁会引起一些跟踪误差,类似于第4.4节在角跟踪中讨论的角闪烁一样<sup>[79]</sup>。

类似角闪烁中的考虑,假设有个双散射点模型,只是此时的散射点是在距离上,而不是在角度上是分开的。一个散射点的距离为 $R_1 = cT_1/2$ ,另一个为 $R_2 = cT_2/2$ , $c$ 为传播速度, $T_1$ 和 $T_2$ 是相应表示两个散射点的双程延时时间。假设两个散射点是没有分辨开的。相对于两个散射点的中心,时延测量中由距离闪烁引起的时间误差 $\Delta \bar{T}_R$ 为<sup>[79]</sup>

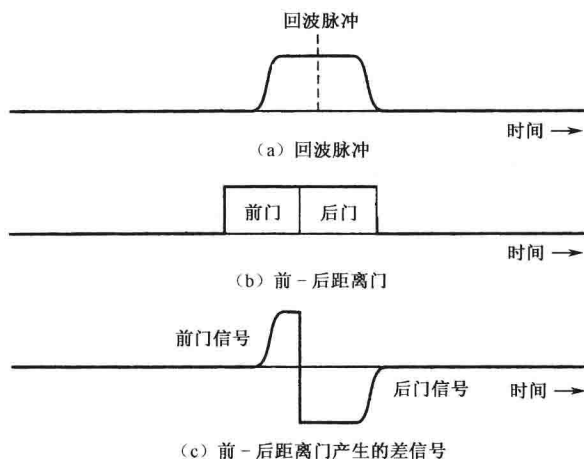


图 4.19 分裂门距离跟踪

$$\Delta T_R = \frac{\Delta T}{2} \cdot \frac{1 - a^2}{1 + a^2 + 2a \cos(2\pi f_0 \Delta T)} \quad (4.7)$$

式中,  $\Delta T = 2(R_2 - R_1)/c$ , 为目标的时间延伸,  $a$  是两散射点信号的幅度比 ( $a \leq 1$ ),  $f_0$  为雷达的载频。当式(4.2)中误差和这里一样以两散射点中心为基准时, 式(4.7)就等价于式(4.2)的角闪烁表达式。要注意的是, 式(4.2)的误差是相对于大散射点而言的。距离测量误差可能比目标延伸更大。

使用式(4.2)来计算距离误差时需要有些保留。式(4.2)是基于目标的时间延时(或距离)以回波信号相位相对频率的改变速率  $\delta\phi/\delta f$  给出的。这可以从把频率的函数式(3.1)用微分来说明。Cross 和 Evams 说明<sup>[79]</sup>: 分裂距离门跟踪器进行测量等效于从相对频率的导数求距离。当目标由多个散射点组成时, 使用这个准则提取时间延时就会引入闪烁误差<sup>[80]</sup>。

如果不采用闭环跟踪的方法测距, 就不会产生闪烁误差。这时还会有噪声引起的误差, 但不存在闪烁引起的一类误差。例如, 当人工观察 A 显示器(幅度对距离)上的输出信号进行测量时就不会出现闪烁误差。雷达分辨单元内含有带多散射点的复杂目标时将引起测量不准确的目标中心, 但是操纵员不会像自动闭环跟踪器那样, 将距离门误导到目标范围之外, 或超过脉冲的分辨区。因此, 式(4.7)不能应用于手动跟踪或不用闭环跟踪的等效电子设备情况。

如果距离闪烁成为一个问题, 前面提到的降低角闪烁的方法可能会提供缓解途径。当可用带宽足够宽, 最好的方法是使用高距离分辨。如果能够在距离上分辨各自的散射点, 距离闪烁和角闪烁就都不是问题。距离跟踪通常比角度(由横向距离测量)跟踪精确, 因此距离闪烁的影响, 如果出现的话, 总是比角度或横距闪烁误差受到的关注少。

## 4.7 其他有关跟踪雷达的专题

### 目标截获

跟踪雷达在跟踪目标之前首先必须发现和截获(锁定)目标。大多数跟踪雷达为了精确跟踪角度, 使用笔形窄波束, 但是用笔形窄波束搜索很大的空域很困难。因此, 还有一些其他的



雷达先发现需要跟踪的目标,再向跟踪器指示目标坐标。这些雷达被称为截获雷达或引导雷达,就是通常搜索大空域的监视雷达。

跟踪雷达根据截获雷达提供的目标坐标转向目标方向。这些坐标总是不能精确到能让跟踪器直接指到目标。跟踪器必须在方位和俯仰角度上进行搜索以便发现目标。在本书第2章5.7节中描述了多种不同的搜索有限空间的模式,而光栅扫描是最流行的一种。光栅扫描或电视扫描均匀搜索一个矩形区域。例如,机载截获雷达可以通过 $3^\circ$ 笔形波束扫描 $60^\circ$ 方位角,再接以6个俯仰角台阶(或条)扫描、俯仰 $15.5^\circ$ 空域来截获目标,本例子中的搜索空域是比较大的。如果提供给跟踪器的目标的位置信息更精确,则搜索空域可能小许多。光栅扫描对搜索有限的区域是简单和方便的。这也称为 $N$ 条扫描,其中 $N$ 是方位扫描次数,或条的数目。

如果将一部二维(距离和方位)的空间监视雷达用作陆基机械跟踪雷达的目标指示,跟踪器可能在仰角方向通过上下扫描的方式截获目标,这是一种垂直方向(而不是水平方向)上的光栅扫描。陆基机械跟踪雷达可以设计为用一秒钟转 $180^\circ$ ,再用另一秒钟跟踪上目标。因此,截获可在指示后的两秒内完成。

目标必须在距离和角度上同时发现。截获期间,跟踪雷达接收机的距离门随着脉冲向外传播而进行距离上扫描。如上所述,窄距离门对限制接收机必须处理的噪声很重要,且只能允许出现一个目标在距离门内。距离门从小向最大距离扫描,通常设计成截获第一个检测到的目标回波信号。在某些跟踪雷达中,为缩短截获时间,使用连续的几个距离门<sup>[76]</sup>。

用于防空的多功能相控阵雷达通常具有截获雷达和跟踪雷达两种功能。多功能相控阵雷达通常没有过多的时间用来目标截获,因为雷达必须维持对多批目标的跟踪和留下足够的再访时间进行空间监视。相控阵获得的目标指示信息必须足够精确,以便跟踪波束能够直接照射到目标而不需要进行角度搜索。因此,多功能相控阵雷达的目标指示信息要比使用单独的跟踪和监视雷达的防空系统精确得多。

### 伺服系统

目标的自动角度跟踪使用一种利用角误差信号维持天线指向目标的伺服系统实现。伺服系统引入了跟踪滞后,这导致误差。滞后误差依赖于目标的轨道特性(是直线飞行,还是慢慢的转弯或快速机动),也依赖于伺服系统适应速度和加速度改变的能力。所谓的二型伺服经常用于跟踪雷达,当目标速度恒定时,二型系统理论上不存在稳态误差。因此,二型伺服也被称为零速度误差系统。然而,当有阶跃加速度输入时,二型系统中就出现稳态误差。二型伺服的工作过程类似4.9节中讨论的扫描监视雷达中用来进行自动跟踪的 $\alpha-\beta$ 跟踪器。根据跟踪精度的要求和期望的目标特征,还有其他类型的伺服系统<sup>[82]</sup>。速度和加速度对伺服系统的影响可用跟踪环路的频率响应来描述<sup>[83]</sup>。

**伺服带宽** 伺服系统的跟踪带宽就是低通滤波器的带宽。选择跟踪带宽时,存在着相互矛盾的要求。一方面,带宽应该窄些以减小噪声和抖动的影响,阻止不需要的信号成分(如圆锥扫描频率或飞机引擎调制),提供希望测量的参数的平滑输出。另一方面,人们希望用宽的跟踪带来快速跟随目标轨道的变化,或者载有雷达车辆的变化。这就是说,为了不丢失对机动目标的跟踪需要宽的带宽,而为了灵敏度需要窄的带宽。因此,伺服带宽的选择通常必须折中。

远距离目标具有低的角速度和低信-噪比。带宽这时可以窄些以提高灵敏度,同时以最小的跟踪滞后跟随目标。另一方面,跟踪短距离目标时角速度可能很大,需要宽跟踪带宽以便跟

随目标而不丢失跟踪。宽带系统导致的灵敏度损失由近目标距离产生的较大目标回波信号予以补偿。近距离工作时目标闪烁误差变成一个问题,因此,所选择的带宽不应该比防止角闪烁误差变得过分大所需要的宽带更宽。跟踪带宽可以改变,甚至可以是自适应的,以自动符合目标情况。

**最低的伺服谐振频率** 对机械跟踪雷达跟踪带宽的另一种限制是它应该小于天线和其结构基础的自然谐振频率,以防止天线系统在谐振频率上的振荡。图 4.20 画出了作为天线尺寸的函数最低谐振频率测量数据的边界。此曲线基于宇航公司对 190 套独立的雷达、射电望远镜、通信抛物面反射天线系统的最低伺服谐振频率的编辑和整理结果。图中还示出了几种跟踪雷达的谐振频率。Howard 指出<sup>[83]</sup>,希望最低谐振频率至少是伺服带宽的十倍。当天线尺寸很大时这一点很难做到,甚至不可能。他提到了装备直径 29 英尺卡塞格伦反射面天线(如图 4.1(a))的高精度 AN/FPQ-6 跟踪雷达的谐振频率仅仅是 3.5Hz 伺服带宽的 3 倍。他还指出较小的 12 英尺天线(如 AN/FPS-16)的伺服带宽高达 7~8Hz。

#### 精密“轴向”跟踪<sup>[84,85]</sup>

一些最精密的跟踪雷达是一些与仪表结合使用的用于导弹试验靶场的雷达<sup>[86]</sup>。获得比常规性能更好精度的一类精密跟踪雷达被称为“轴向”跟踪。

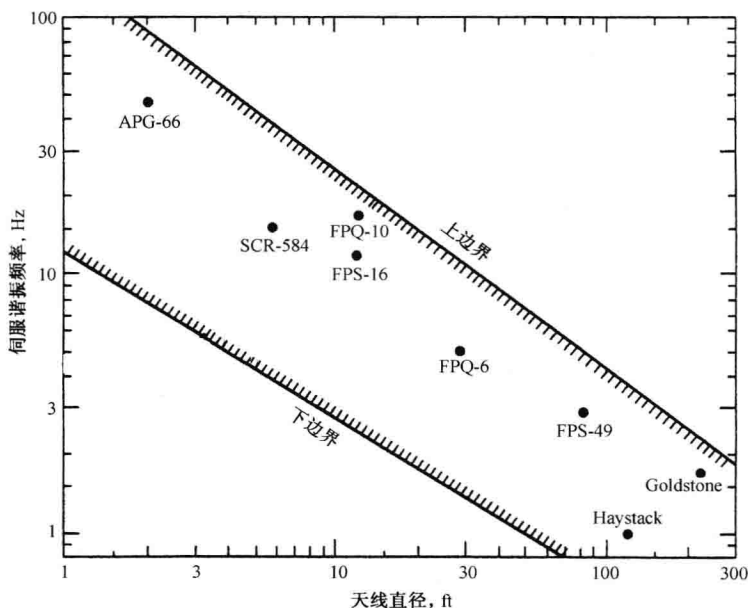


图 4.20 伺服谐振频率的边界,它是天线直径的函数,这些天线都是抛物反射面天线,用于实际的跟踪雷达上(这些大量的数据是由宇航公司的两位专家在 1994 年编辑的)

常规伺服系统的输出滞后于输入,导致跟踪误差。轴向跟踪器考虑这种滞后,使目标被跟踪在波束的中心,或差波束的零点上。通过减小方位和俯仰角跟踪通道的耦合,或者使产生的交叉极化最小,或减小系统非线性特征的影响都能提高跟踪精度。

轴向跟踪包括:(1)使用自适应跟踪,它的输出更新存储的目标航迹预测值,而不是直接控制天线伺服;(2)通过事先标定,去除了静态和动态系统偏差和误差;(3)使用适当的坐标系进



行数据的滤波(平滑)。

雷达角误差信号被平滑后,与被前面的测量结果更新了的、基于目标轨道模型的预测值进行比较。在近似知道目标轨道的先前知识情况下,这一点特别有用,例如跟踪弹道导弹和卫星的时候。如果测量值与预测值相同,无须进行调整,天线波束按照存储的预测值指向目标。假如它们不一致,便改变目标轨道的预测值,直到它们相等。因此,天线指向是根据存储轨道的预测值,以开环的方式调整的。但是,预测值不停地被测量值更新。驱动天线的伺服系统的带宽做得相对宽(高的数据率),以允许跟踪高加速度目标时有快速响应。然而,根据测量位置来调整预测位置是用窄带宽实现的。这种误差信号的带宽是自适应的,并可做得非常窄,而系统却能够基于存储的目标轨道预测值和驱动天线伺服系统的宽带宽继续开环地驱动天线。雷达在距离、方位和俯仰组成的极坐标系统( $r, \theta, \phi$ )内进行目标测量。直线轨道的目标在极坐标内的轨道是曲线。这会产生视觉加速度并使处理复杂化。将极坐标数据转换成直角坐标( $x, y, z$ )再进行平滑且与预测值比较可以避免这个缺点。更新目标预测值以后,再将它从直角坐标系转换到极坐标系中驱动天线。

系统跟踪误差包括:(1)用于指示天线轴指向的编码器零基准误差,(2)相对方位轴的仰角轴失调(非正交),(3)由于重力使天线及天线座出现下倾和挠曲,(4)天线相对仰角轴的失调(倾斜),(5)方位平面与本地基准平面不一致(不水平),(6)伺服系统动态范围不够,(7)有限传输时间造成目标位置不同于雷达接收到回波时的位置(这一点对跟踪空间目标很重要),(8)由大气折射造成的传播路径弯曲和附加延时。系统误差可以通过测量事先确定,然后用于修正天线编码器的位置,以使雷达提供正确的目标位置。

安装在雷达天线上的瞄准望远镜允许利用星座对天线机械轴进行校准。这种校准解决了方位角与俯仰角零点偏差、非水平误差、机械轴与俯仰轴偏斜不正交误差、重力下倾误差和方位轴与俯仰轴不正交误差。雷达跟踪一颗可见卫星可以确定电轴相对于机械轴(光轴)的位置。在校正光学大气折射和电波大气折射的差以后,可以得到光学测量与雷达测量之间的差值。这种动态校准雷达的方法要求雷达足够大且能跟踪卫星。

确保跟踪雷达具有最高精度的校准和补偿过程需要在雷达工作之前花费几个小时的时间。这种校准可能必须定期地重复进行。对一些时间不是很重要的精密测量雷达,这种校准是可以忍受的,但一些军用雷达只能提供很少的时间用于校准。此外,当目标进行没有预料的机动时,轴向跟踪的性能将会下降。

进行轴向跟踪的每个单独处理,都没有什么独特的地方。如果需要,这些处理过程可以被单独地运用到任何一部跟踪雷达上以提高跟踪精度<sup>[87]</sup>。

### 多普勒跟踪

相参雷达也可以跟踪运动目标回波的多普勒频移。这对机载脉冲多普勒雷达和导弹制导雷达尤其重要。多普勒跟踪滤波器不仅提供相对速度的测量,而且改善了从非常大杂波中提取运动目标回波的能力。多普勒滤波器有时被称为速度门。诸如活塞引擎的螺旋桨或喷气引擎的压缩器等运动部件造成的目标回波调制展宽了多普勒频谱,降低了跟踪精度。

### 边扫描边跟踪(有限扇形扫描)

本章开始时提到,过去的边扫描边跟踪这一术语用于两种不同形式的跟踪雷达。此术语曾被用来表示有旋转天线的空中监视雷达的跟踪,该雷达天线每扫过目标一次就更新一次目标位置,天线的旋转周期可以从1秒到12秒。现在则很少把边扫描边跟踪这个术语用于这种

雷达,因为几乎所有的现代空中监视雷达都提供一个等效的术语,即自动检测和跟踪(ADT)。这个术语在 4.9 节中讨论。这儿简单讨论通常在方位和俯仰角度同时对一个相对较窄的区域内进行快速扫描的边扫描边跟踪雷达(TWS)。这种雷达兼备搜索和跟踪功能,可用单个窄波束宽度的笔形波束(或单脉冲波束集)以光栅方式覆盖一个矩形区域进行扫描。也可以用两个正交的扇形波束进行扫描,一个扫描方位,另一个扫描俯仰。TWS 雷达已经用于进场雷达、机载拦截雷达和防空系统中。

连续跟踪雷达和 TWS 雷达的区别是,连续跟踪雷达的角误差信号通过闭环伺服系统控制波束的指向。而在 TWS 雷达中不采用闭环的方法进行天线波束的定位,它的角度输出直接送到数据处理器。另一个重要区别是 TWS 雷达能够提供扫描区域内多批目标的同时跟踪,而连续跟踪雷达只能对一个目标进行观察。这就是连续跟踪雷达有时被称为单目标跟踪雷达(STT)的原因。使用规模相当的发射机和天线,TWS 雷达用于目标跟踪的能量比 STT 雷达少,因为 TWS 雷达将能量辐射到一个矩形区域内,而不是集中到单个目标的方向上。机载截击应用中,因为需要雷达既能保持对多个目标的跟踪,又需要具有发射寻找系统导弹所需的跟踪精度,所以优先采用 TWS 雷达。如果需要高精度的跟踪,则优先采用单目标跟踪雷达<sup>[81]</sup>。

有限扇形扫描的 TWS 雷达已经用于引导飞机降落的精密进场雷达(PRA)或地面进场控制(GCA)系统中。当飞机要在恶劣天气降落时,地面控制人员可以通过雷达跟踪控制飞机安全降落。地面控制人员直接与飞行员通信,指挥飞行员控制飞机向上、向下、向左或向右。控制飞机降落过程中使用过扇形波束,它以机电方式扫描一个窄区域,扫描速率为每秒两次。扫描的方位区域可能为  $20^\circ$ ,俯仰区域可能为  $6^\circ$  或  $7^\circ$ 。AN/TPS-19 之类的着陆雷达采用有限扫描相控阵天线。与扇形波束扫描不同的是,它用笔形波束以电扫描方式覆盖方位为  $20^\circ$ 、俯仰为  $15^\circ$  的一个区域。扫描速率为每秒两次。AN/TPN-19 采用多个接收波束获得单脉冲角度测量。由于是相控阵,AN/TPN-19 雷达可以同时跟踪六批目标并且提供 20Hz 的数据率。过去控制飞机降落的雷达主要是军用的。民用飞行员更愿意使用驾驶舱内置的着陆控制系统,而不是来自于地面的语音控制。

边扫描边跟踪雷达也已经成功应用在陆基和舰载防空系统中,实现地空导弹系统的武器控制,前苏联尤其如此。

通常,与采用一个或多个笔形波束相比采用扇形波束的 TWS 雷达有一些应用限制。扇形波束系统能够看到更多的雨杂波和地面杂波,容易受到电子对抗措施的攻击,在遇到两个波束中存在多个目标时可能出现问题。

与连续跟踪雷达相比,TWS 雷达具有跟踪多目标的优点。由于需要将能量分散到一个空间区域,TWS 雷达需要更大的发射机,以获得与连续驻留在单个目标的 STT 雷达相同的检测概率和跟踪能力。当 TWS 雷达扫过目标时,如果通过角度测量的质心来建立目标的角度,则会因目标信号的幅度起伏造成精度下降。与连续跟踪雷达相比,TWS 雷达更容易受到角度的干扰<sup>[89]</sup>。类似相控阵雷达,TWS 雷达可以按开环的方式进行单脉冲角度测量。当多个散射点存在于雷达分辨单元内,或当存在低仰角多路径时,由于单脉冲测量未采用闭环跟踪,所以 TWS 雷达不会遭受因角闪烁引起的猛烈起伏。

#### 相控阵雷达跟踪

用相控阵雷达跟踪更像边扫描边跟踪雷达或监视雷达的自动跟踪,而不像本章一直讨论

到现在的连续单目标跟踪雷达。与机械扫描天线雷达相比,相控阵具有高数据率的优点,且能利用时分单个波束同时对多目标进行跟踪。由于实现了快速无惯性的波束定位,某些系统进行波束转换的时间达到了毫秒量级。相控阵雷达不使用 STT 雷达中使用的闭环反馈波束定位方法。当需要更新跟踪的时候,计算机控制雷达以开环的方式将波束指向目标的预测位置,发射或接收期望的回波信号。以这种方式,雷达可以同时多目标进行跟踪。

图 4.1(b)是一个导弹靶场上,进行多目标跟踪用的相控阵测量雷达 AN-MPS-39,它也称为 MOTR(多目标跟踪雷达)。这是一部可运输的 C 频段雷达,能够同时对 10 批目标进行跟踪,测角精度为  $0.2\text{mrad}$ 。空馈的透镜阵列安装在跟踪基座上,这个基座下面是方位转盘,上部是俯仰轴系,因此能够在上半球区域内将  $60^\circ$  的锥角放在任何位置上。用直径为 12 英尺的孔径得到  $1^\circ$ (侧向)的波束宽度。采用四喇叭三模馈源获得单脉冲跟踪能力。制造商文件说,该雷达可以在小于 1 秒时间内截获一个目标。相控阵雷达用于靶场测量的优点是可以同时跟踪一个靶标或多个目标、发射了武器的飞机、摧毁了的目标的多个部分,以及跟踪观察靶场试验或在附近的飞机。若不采用相控阵雷达,就必须对每个要跟踪的目标单独使用一部单目标跟踪雷达,如 AN/FPS-16 或等效雷达。

关于用相控阵雷达或多功能相控阵雷达进行跟踪的杰出评论已经由 Barton 给出<sup>[90]</sup>。

#### 信噪比

第 2 章中我们发现,为实现可靠检测一个目标,需要积累后或单个脉冲的信-噪比应达到  $12\sim 15\text{dB}$ 。最好雷达的跟踪精度大约为  $0.1\text{mrad}$ 。在角度上实现这么高精度的跟踪需要比进行目标检测高得多的信-噪比。正如式(4.3)指出的或 6.3 节关于角精度的讨论,为了在最好的精密跟踪雷达中获得内在的精度,积累后或单个脉冲的信-噪比必须超过  $40\text{dB}$ 。

#### 单脉冲的突出特点

除了幅度比较单脉冲,还有其他一些同时跟踪的方法可以在单个脉冲的基础上获得角度测量。作为例子,可以让雷达通过两个偏置波束,从分开的两路接收机输出的视频信号中提取差信号,从而确定一个角坐标的角误差信号。采用这种方式获得精确的差信号需要两路接收机的总增益一直保持相等。考虑到这里接收机的总增益是从差电路输出一直到天线入口的增益,维持两通道的平衡所需要的稳定性在实践中是很难实现的。正因为此方法无法实现,才导致在二战时期海军研究实验室<sup>[91]</sup>的 Robert Page 发明了幅度比较单脉冲。正是由于在天线处提取两个偏置波束的和与差信号,所以就不需要超稳定的接收机来进行视频处精确的角度测量。天线处有和、差网络是单脉冲与其他同时进行角度测量方法的区别。

## 4.8 跟踪雷达的比较

本章集中分析了两种主要的跟踪系统:幅度比较单脉冲雷达和圆锥扫描雷达;还提到了一些其他类型的跟踪器,有一些没有提。本节专对这两种雷达进行比较,因为它们是同时跟踪和顺序扫描的典型。

**信噪比** 当进行目标跟踪时,单脉冲雷达的信噪比会比圆锥扫描雷达更大,这是因为单脉冲天线用和方向图的峰值照射目标,而圆锥扫描雷达在偏离天线波束峰值的角度位置上照射目标。因此,单脉冲雷达的信-噪比可能比圆锥扫描雷达大  $2\text{dB}$  到  $4\text{dB}$ 。

**精度** 单脉冲雷达由于信-噪比(当精度受热噪声限制时重要)更高而具有更高的测角精

度。同时它的角精度也不受回波信号幅度起伏的影响,而顺序扫描雷达则会受到此项影响。单脉冲雷达和圆锥扫描雷达都会受到因角闪烁引起的目标视在位置徘徊的影响,从而降低性能。单脉冲雷达由于其更高的信-噪比,会获得比圆锥扫描雷达更好的测距精度。

**复杂性** 两者中单脉冲雷达较为复杂,因为需要天线中安装 RF 合成电路,需要三个接收通道。圆锥扫描雷达仅有一个接收通道和使用单个馈源,但是它必须高速旋转或盘旋天线波束。跟踪雷达发展初期,单脉冲雷达的相对复杂性更突出。采用真空管技术的接收机很大,射频合成电路也很庞大。许多跟踪雷达都从单脉冲开始发展,当尺寸和费用变得太大时又必须转到圆锥扫描雷达。现在这些都不是考虑的主要问题。目前接收机是固态的并且很小,合成电路通过专门设计的器件和使用多模馈源系统也已经变小了。因此,复杂性很少作为不选择单脉冲的理由了。卡塞格伦天线在单脉冲雷达中使用很普遍,因为合成电路和低噪声接收机的前端可以放置在反射面的后端,那儿更有利于结构支撑,同时避免由长传输线引起的损耗。

与卡塞格伦反射面天线和抛物反射面天线类似,空馈相控阵雷达可以通过使用多馈源系统实现单脉冲技术。利用分支或强制馈电方法的相控阵雷达,为产生多个偏置波束需要更复杂的波束形成网络。

**最少脉冲数** 正如名字暗示的一样,单脉冲雷达可以用单个脉冲实现两维坐标的角度测量。如果接收的单个脉冲信-噪比足够大,相控阵雷达也能进行这种单个脉冲的角度测量。通常,要在单脉冲单目标跟踪雷达中积累一串脉冲以增加信-噪比和提高测量精度。圆锥扫描雷达每个波束转一圈至少需要四个脉冲,以提取两维角度测量值。转一圈有十个脉冲更加合适。通常,脉冲重复频率(prf)至少是圆锥扫描频率的十倍(当然,这一点也有例外)。

单脉冲雷达首先进行角度测量,然后对一定数目的测量值进行积累以便获得需要的信-噪比和平滑(减小)误差。另一方面,圆锥扫描雷达首先(在窄带滤波器中)积累一定数量的脉冲后,再提取角度测量值。这两种跟踪雷达积累数量近似相等的脉冲后,便可达到同样的信-噪比(假设雷达系统可比),但是,正如上面提到的,圆锥扫描雷达的信-噪比要比单脉冲雷达小 2~4dB,除非比单脉冲雷达处理更多的脉冲。

**对电子对抗措施的易损性** 军用圆锥扫描雷达更容易受到利用它的圆锥扫描频率的电子欺骗,也容易受到蓄意幅度起伏的干扰。一部设计好的单脉冲雷达很难被欺骗。

**应用** 当需要好的跟踪精度和/或要使对电子干扰措施的易损性最小时,应该使用单脉冲跟踪雷达。当不需要高精度跟踪时,可以使用圆锥扫描雷达,因为它造价低且不复杂。

## 4.9 监视雷达自动跟踪

这一节我们关注对空监视雷达而不是单目标跟踪雷达或 STT 雷达实现跟踪的方法。相比 STT 雷达,对空监视雷达跟踪是在两次观察目标之间长得多的时间(低数据率)内完成的。STT 雷达的观察时间间隔在十分之一秒的量级上,而对空监视雷达的观察时间间隔为几秒到许多秒。STT 雷达仅跟踪单个目标,而对空监视雷达可以跟踪几百批,甚至几千批目标。

远距离或中等距离的对空监视雷达在其覆盖范围内可能有大量飞机目标和独立的杂波回波。在美国大陆的繁忙地区,在一天中空中交通繁忙的时候,远距离雷达视区内可能有 600 多批飞机。军用雷达可能必须处理比这还多的目标。早期对空监视雷达研制时,空中只有几批

飞机,它们的速度也不如现在的喷气飞机快,目标跟踪是由操纵员手工完成的。操纵员使用油笔标出每次天线扫描时目标的位置,计算它的速度,确定它的方向。一个灵活的、经过训练的操纵员能够以两秒一次的数据率更新目标的航迹<sup>[92,93]</sup>。民用空中交通管制雷达的天线转速较低,约 5rpm。一位好的操纵员可以跟踪 5 到 6 架飞机。然而,由于操纵员的疲劳,这样的数据率很难维持 20 到 30 分钟以上。对于高天线转速的军用雷达,人工跟踪飞机的难度更大。当有比人工能够跟踪的目标数量更多的飞机需要跟踪时,必须采用自动方法进行目标检测、坐标提取和跟踪。这就是所谓的自动检测和跟踪(ADT)。

ADT 需要雷达很好地消除杂波和其他不想要的噪声。听起来这好像是一个显而易见的要求,似乎不太困难,但是当 ADT 雷达开始被引入时,它曾被错误地运用到较差或没有 MTI,也没有其他降低杂波方法的雷达中。这时的 ADT 性能是极差的。一个跟踪系统可以设计来识别、甚至消除不构成逻辑航迹的杂波信号,但这需要花费时间和计算机的能力。当必须维持多批目标跟踪时,恐怕没有所需的时间和能力。因此,好的跟踪要从一部能够很好消除杂波和其他额外信号的雷达开始。

当杂波目标不能完全用多普勒处理消除时,ADT 雷达必须使用 CFAR 维持恒虚警率。(CFAR 技术在 5.7 节中讨论)。CFAR 检测雷达回波信号处附近的杂波和噪声环境,自动调整接收机的判决门限来维持恒虚警率。当环境由距离延伸的杂波组成,如地杂波、海面杂波或雨杂波,在目标回波与杂波竞争的任何时刻,杂波信号用来改变门限值。当雷达观察到杂波的改变时,几乎同时发生由于杂波环境的改变而引起的门限的改变。CFAR 很好地防止了不是来自飞机回波信号的过载问题,但这是要付出代价的。为了保持恒虚警率而增高检测门限,会降低检测概率,导致有些目标可能检测不到。正如 5.7 节所讨论的,CFAR 会产生 1dB 或几 dB 的损失,受益于 CFAR 作用的目标附近的目标还可能被抑制。此外,它还降低了雷达分开两个靠近目标的能力。许多雷达系统可能需要 CFAR,但人们想要一部既能精确跟踪大批目标却不受 CFAR 限制的雷达。

#### ADT 的功能<sup>[94~96]</sup>

一套 ADT 系统的功能包括目标检测、跟踪起始、航迹相关、航迹更新、航迹平滑(滤波)和航迹终止。每一部分将在这里进行简单的讨论,我们假设雷达为一部地面机械旋转天线的 2D(距离和方位)空中监视雷达。

**自动检测** (还要在 5.5 节中评论)一种方法是先量化距离,有时也对方位角进行量化(类似在 3.6 节中讨论的 MTD 中所做的)。距离量化间隔可能是脉冲的宽度,方位量化间隔可能是方位的波束宽度。在每个距离-方位量化单元中都积累天线扫描过目标时间内接收到的脉冲,进行一次检测判决。为了阻止由杂波引起的过多的虚警出现,通常在检测前进行 CFAR。脉冲积累由自动检测器或积累器完成,这在 5.6 节中讨论。另一种进行自动检测的方法称作滑窗检测,它连续考查最后  $n$  个脉冲,且当  $n$  个脉冲中至少有  $m$  个脉冲超过预先确定的门限时,就宣布目标存在。

采用滑窗检测器或类似装置进行自动检测的副产品是使用分裂波束法实现角度的测量<sup>[97]</sup>。如果预期可接收到  $n$  个来自目标的脉冲,分离波束法包括识别  $n$  个脉冲的开始和结束,以及定位它们的中心。角精度取决于定位  $n$  个脉冲串开始和结束位置的好坏程度,以及可用脉冲数和信-噪比。分裂波束判决逻辑通常没有目标开始的先验知识。这个逻辑必须足够敏感,以便快速识别密度增加的区域,这表明回波脉冲串的开始,但它又不能太敏感,以免因纯



噪声引起过多的虚假起始。一旦目标的开始被识别出来,设备必须探测密度降低区域的结束。如果这个判决逻辑对改变太敏感,则会把一个目标分成两个目标。当信-噪比足够高,能够提供很好的检测概率时,一种粗略的估算规则是,分裂波束法的精度大约为波束宽度的十分之一。

**航迹起始** 原则上,用雷达天线的两次相继扫描获得的目标位置信息可以进行航迹起始。实际上,航迹起始需要三次或多次扫描获得的目标信息。在视场中仅有一架或少则几架飞机时,两次扫描就够了。当视场中存在很多回波时,需要一次或多次额外的扫描以防止虚假的航迹被起始。因此,更常说的是需要三次或多次扫描才能建立一条航迹。

杂波图用来存储固定杂波位置,防止在真实目标检测的同时由杂波起始目标航迹。虽然这种航迹最终可以作为假的而识别出来并废弃掉,但是,当这种虚假航迹很多时,便会过多占用时间和计算机的空间。包含在杂波图内的杂波回波是一些位置不随时间改变或者是位置改变得太慢而不感兴趣的目标回波。

在目标回波密集和未被雷达消除的杂波环境中,起始航迹的过程对计算机的软硬件都是要求很高的。比起 ADT 的其他方面,新的航迹起始可能花费更多的计算机时间和处理能力。

建立一条航迹需要三次扫描,对民用交通管制雷达通常不是一个负担。然而,对于引导武器控制雷达的军用防空雷达来讲,要等待三次扫描来建立航迹可能时间就太长了,因为武器控制雷达要对付高速攻击武器,它会突然在近距离“冒出”地面。假如雷达在天线单次扫过目标的基础上能够快速获得第二次照射,快速截获到目标就可能了。对原来检测角度再发射一次回看波束可以做到这一点。快速的回看波束可以确认检测结果,并且估出目标的径向速度。相控阵雷达能够很好地适合这种需要,但机械旋转雷达也能配备一个固定的回看波束(一种方法如图 9.54 所示天线)。回看也可在三坐标雷达中实现,只要在雷达仰角电扫波束完全扫过目标之前,把波束返回最初检测到目标的仰角位置。

**航迹相关** 当不在杂波图中存储的杂波位置上收到新的检测时,雷达就试图将它关联到已经存在的航迹上去。与已有航迹的相关过程由为每一条航迹建立一个小的搜索窗口或波门来协助。下次扫描出现的点迹预计在窗口或波门中出现。当交通拥挤时,或当两条航迹很近时,为了避免多个点迹落到一个窗口或波门内,需要窗口或波门尽可能地小。另一方面,当需要跟踪目标转弯或机动时,需要一个大波门。为了解决这种两难的问题,要用几个尺寸的波门。图 4.21 示出了一个放置于目标航迹预计位置周围的小非机动波门。波门的尺寸决定于预测位置的估计误差、速度的估计误差和航迹取向。波门区域内的检测门限可以降低些,以便增加检测概率。当发现回波不在非机动门内,雷达就搜索机动门的更大的区域。机动门的尺寸由被跟踪目标的机动能力的估计决定。

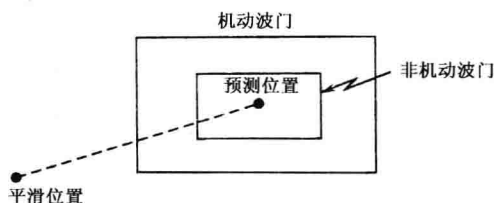


图 4.21 中心在目标预测位置的机动和非机动波门<sup>[110]</sup>

一种目标可能不出现在非机动门内的原因是它的雷达反射截面积的减小或衰减,导致雷达没有检测到目标。在这种情况下,当机动门中存在噪声尖峰或另一个目标出现时,可能出现错误的航迹。为了避免由目标衰落引起的问题和在大的机动门内出现虚假的指示,航迹被分成两条独立的航迹(这就是所谓的航迹分叉)。一条为在非机动门内没有新的检测点迹的原始航迹,另一条是基于机动门内出现新点迹产生的新航迹。在接收到雷达下次扫描出现的目标位置后(有时在两次扫描后),决定丢失哪条航迹。

跟踪通常在笛卡儿坐标系内进行,但是相关门在极坐标系 $(r, \theta)$ 内定义。

**航迹平滑( $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器)** 在一系列目标检测的基础上,自动跟踪器对目标的当前位置和速度进行平滑(滤波)估计,还预测它的位置和速度。一种实现该方法的方法是,利用 $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器计算当前的目标平滑位置 $\bar{x}_n$ 和平滑速度 $\bar{\dot{x}}_n$ ,方程如下

$$\text{平滑位置} = \bar{x}_n = x_{pn} + \alpha(x_n - x_{pn}) \quad (4.8a)$$

$$\text{平滑速度} = \bar{\dot{x}}_n = \bar{\dot{x}}_{n-1} + \frac{\beta}{T_s}(x_n - x_{pn}) \quad (4.8b)$$

下一次扫描(第 $n+1$ 次)的预测位置为

$$\bar{x}_{p(n+1)} = \bar{x}_n + \bar{\dot{x}}_n T_s \quad (4.8c)$$

式中, $x_{pn}$ 为第 $n$ 次扫描的目标预测位置, $x_n$ 为第 $n$ 次扫描的测量位置, $\alpha$ 为位置平滑参数, $\beta$ 为速度平滑参数, $T_s$ 为观察时间间隔。 $\alpha=\beta=0$ 表示跟踪器没有使用当前的目标信息,仅仅使用以前观测的平滑数据。 $\alpha=\beta=1$ 表示根本不包含平滑数据。因此, $\alpha, \beta$ 越接近零,平滑后航迹对预测航迹越重要。它们越接近1,当前的测量数据就越重要。当目标加速度很大时,可能增加第三个方程来描述 $\alpha$ - $\beta$ - $\gamma$ 跟踪器, $\gamma$ 为加速度平滑参数。

Benedict 和 Bordner 指出<sup>[98]</sup>,如果机动目标的暂态响应可以用斜坡函数模拟,当 $\beta=\alpha^2(2-\alpha)$ 时, $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器输出的稳态噪声方差最小。分析结果说明,没有也不可能有 $\alpha$ 的最佳值。 $\alpha$ 值由带宽确定,并且依赖于系统的应用。选择 $\alpha$ 值需要在对随机测量噪声平滑(需要窄平滑带宽)和对机动目标的快速响应(需要宽平滑带宽)之间进行折中。Trunk 指出<sup>[99]</sup>,可选择满足上述关系的 $\alpha, \beta$ 值,使跟踪滤波器能够跟上一个规定的转向 $g$ 值。

另一个选择 $\alpha, \beta$ 值的准则是在最小二乘意义下用最佳线性航迹来拟合雷达数据<sup>[100]</sup>

$$\alpha = \frac{2(2n-1)}{n(n+1)} \quad \beta = \frac{6}{n(n+1)} \quad (4.9)$$

式中, $n$ 是扫描次数或目标观察次数( $n>2$ )。上面 $\alpha, \beta$ 的方程也被称作卡尔曼增益分量<sup>[101]</sup>。

经典的 $\alpha, \beta$ 跟踪器设计会得到平滑的位置和速度均方误差最小。这种跟踪器据说实现起来相对容易,但不能对付机动目标。还要用一些手段可以检测机动目标并据此改变 $\alpha, \beta$ 值。

图 4.21 描述的两个在一起的跟踪门是用来处理大机动问题的一个例子。另一个例子是自适应 $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器,它通过改变平滑参数来改变雷达跟踪机动目标所要求的带宽<sup>[102]</sup>。当目标不机动时,自适应跟踪算法提供很深度的平滑。当目标机动或转向时,就加宽滤波器的带宽以便跟踪滤波器能跟上目标。随着 $\alpha, \beta$ 的选择变得很复杂,并且需要测量误差和预测误差的统计知识时, $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器就接近卡尔曼滤波器。

**航迹平滑(卡尔曼滤波器)** 卡尔曼滤波器除了本质上能够提供机动目标的跟踪外,其他方面类似 $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器<sup>[103]</sup>。必须假设一个测量误差的模型、目标弹道模型和弹道的扰动或不确定性的模型<sup>[104]</sup>。这种扰动可能由于忽略了动态模型高阶导数,大气湍流引起的目标随机运



动和故意的目标机动等引起的。卡尔曼滤波器能够利用很多种噪声测量和干扰测量模型,但是经常假设它们是由零均值的白噪声描述的<sup>[105]</sup>。机动目标不总是适合这种模型,因为它的测量结果有一定的相关性。符合实际情况的正确模型增加了计算的复杂性。而且,提前描述轨道扰动的准确特性是很困难的。

在卡尔曼滤波器中以目标轨道为直线作模型,而测量噪声和轨道扰动的模型是零均值白色高斯噪声时,则卡尔曼滤波方程简化为 $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器方程,其中的 $\alpha$ 、 $\beta$ 由卡尔曼滤波程序依次计算。

布莱克曼指出<sup>[106]</sup>：“机载雷达经验表明,处理丢失数据问题、可变的测量噪声统计特性和具有动态能力的机动目标问题时,卡尔曼滤波器的多功能性是不可缺少的”。由于使用了更多的信息,卡尔曼滤波器的性能优于 $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器。然而,当目标机动的统计特性未知时,或在密集目标环境内简化计算很重要时,可以考虑使用 $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器。

卡尔曼滤波器<sup>[107]</sup>和 $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器也可用于数字控制单目标跟踪器的反馈环路上。

**航迹终止** 如果雷达在一次特殊的扫描内没有接收到目标的信息,适当考虑缺少的数据后可继续进行平滑和预测(这有时被称为滑行)<sup>[108]</sup>。当来自一个目标的数据在相继的一些扫描中都丢失了,航迹便被终止。虽然,用来确定航迹终止的准则依赖于应用,但人们建议,有了三次目标报告就建立航迹,而五次连续丢失数据便终止航迹<sup>[109]</sup>。

### 基于分区的跟踪

为了避免将所有的新检测与所有现存的航迹进行相关,相关和航迹更新过程可以在分区的基础上进行。例如,360°的方位覆盖可以分成64个扇面。图4.22显示了由Trunk给出的第4到第12号分区。Trunk给出<sup>[110]</sup>的动作如下。

- 雷达已经报出所有11号分区内的所有检测点,正在获取第12号分区的检测点。
- 检查来自9、10、11号分区的检测点,看它们是否与存储在杂波图内的第10分区杂波单元相关。任何与杂波单元有关的点迹将从检测文件中删除。
- 检查来自7、8、9号分区内的点迹,看是否与8号分区内的稳定航迹关联。此时,所有来自9号和9号以下分区的杂波检测点都被删除。从检测文件中删除与稳定航迹关联的检测点,并用该检测点更新合适的航迹,如像 $\alpha$ - $\beta$ 跟踪器中所作的那样。
- 优先考虑稳定的航迹,因此,稳定的航迹检查后,再检查两个区域内的暂定的航迹。
- 剩下的既与杂波单元无关,又与已有航迹无关的检测点用来起始新的暂定航迹。暂定航迹和杂波单元一起建立,一直到获得足够信息来决定两者中哪一个将被删除为止。

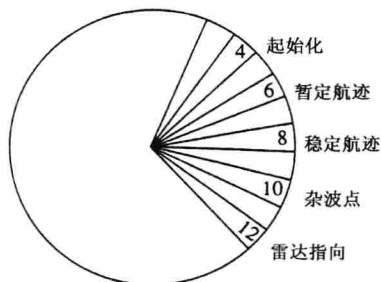


图 4.22 基于分区的边扫描边跟踪系统的多种操作<sup>[110]</sup>

### 机动目标

目标机动或轨道交叉会导致跟踪系统碰到一些无应对准备的问题。前面已介绍一些处理目标机动的方法。Bar-Shalom<sup>[11]</sup>指出,一架商用飞机可以以  $3^\circ/\text{s}$  的速率在 30 秒内转  $90^\circ$ ,使得扫描时间为 10s(转速 6rpm)的雷达在转弯期间只能得到三点。他指出“在许多现有文献报道的方法中,很少有能够对这一目标进行高精度跟踪的方法(甚至是有机动检测的自适应处理的方法)。”他介绍了可用的算法和跟踪方法,但必须包括雷达。扫描周期为 10s,或者天线旋转速率为 6rpm,适合于民用远程空中交通管制雷达,因为这里不可能出现  $90^\circ$  的转向。这些雷达在 30s 内很少经历飞机  $90^\circ$  的转向。机场附近的飞机很可能进行  $90^\circ$  的转向,所以中程交通管制雷达的扫描周期必须小于 10s。例如,ASR-9 雷达的扫描时间为 4.8s。军用雷达必须处理比民用飞机机动性大得多的目标,必须使扫描周期更短。除了天线扫描周期外,ADT 系统的性能取决于雷达测量精度、雷达目标分辨能力、杂波抑制能力、消除点杂波能力和抑制干扰能力。获得高性能的 ADT 是一个全系统问题,不应该在没有与雷达设计师协调的情况下,由控制系统的理论家独立地完成。

### ADT 允许窄带数据通信

一个 ADT 附加优点是允许减小雷达输出带宽,因为处理后的视频检测信息和处理后的目标航迹的信息占用的带宽比雷达原数据的带宽窄得多。可以用窄带的电话线而不用宽带微波数据线传输。因此,如果环境许可,在需要将雷达输出信息传输到远处时,立即在雷达内提取信息,并将处理后的信息传输出去比传输原数据要好。

### 跟踪中目标检测的含义

早期雷达操纵员观察雷达显示器时,看到单个信号亮点便意味着检测到了目标。不久就发现这样是不够的,尤其是当杂波和噪声显示在显示器上时。为了更可靠地检测目标,操作人员需要在连续两次扫描中看到亮点,或三次扫描中出现两次(或其他组合),然后才能认为目标被检测到。当噪声加杂波的概率密度函数比高斯概率密度函数有更长的拖尾时,这样做就很有必要。许多现代的 ADT 方法一般直到航迹形成后才最终确认目标的存在。这种准则可以使用单次观察点迹更高的虚警概率,因为使用了多次目标观测,并且还要保证得到的航迹必须可靠。因此降低单次扫描的检测门限后,仍然可以获得非常低的虚假航迹概率。

### 先跟踪后检测

将天线多次扫描所接收的回波进行非相干积累,可以提高小目标的检测概率,或扩展常规尺寸目标的检测距离。在进行这个长时间的积累过程中,目标可能移到雷达分辨单元的外面也可能穿过多个分辨单元。为了进行积累,为了正确地将各次扫描回波进行关联,需要知道每个目标的速度和运动方向。当然,目标航道信息通常是不能事先预知的,所以扫描间的积累必须在所有可能的航道假设上进行。符合观察目标实际速度和方向的航迹是正确的航线。换句话说,目标在检测前必须跟踪,这就是这种方法另称为先跟踪后检测的原因。有时也被称为回头检测,或长时间积累,或扫描间积累。

先跟踪后检测可以提供更高的灵敏度,因为很多脉冲被积累了。同时,单次扫描的虚警概率也可大很多,因为需要积累脉冲,生成扫描间的合逻辑目标航迹。然而,这种方法比常规 ADT 需要更强的计算机能力。先跟踪后检测首先在 20 世纪 60 年代进行实验,那时的数据处理技术仍然基于真空管,当时所能做的十分有限。随着高性能固态数字计算机技术的实用,先跟踪后检测的性能被大大提高了。

当海杂波问题突出时,采用先跟踪后检测方法检测掠海飞行导弹的假想船载雷达的一份分析报告得出下面的结论<sup>[112]</sup>：“长时间积累(先跟踪后检测)相比常规检测方法,在检测灵敏度上增加了 10dB……,当波弗特海海情状态为四级时。”先跟踪后检测,或回头检测,在岸基对海监视雷达 AN/FPS-14 上试验研究过<sup>[113]</sup>,结论是可要求单次扫描的虚警概率为  $10^{-3}$  量级,而常规自动跟踪系统的典型要求为  $10^{-5}$  到  $10^{-8}$  量级。

除了要求增加数据处理能力外,先跟踪后检测还要求更长的观察时间,这不是在所有的跟踪应用中都能满足的。在扫描积累期间的异常目标机动也会限制性能。

每次扫描的微弱回波都被用来形成航迹。相比使用单次扫描进行目标检测的雷达,这些回波的信-噪比更低。因此,第 2 章讨论的常规检测方法必须经过修改才能运用到先跟踪后检测上。

每个分辨单元的输出,不管微小的目标还是噪声,都须经过  $N$  次扫描检查才能被确定是否形成逻辑航迹。航迹可以基于所有  $N$  次扫描数据的耗尽心地搜索全部可能的航道来建立。用耗尽性搜索全部可能的航迹方式检查的数量,很容易变成工程上不可实现。通过限制目标速度范围和限制目标航线类型可以减小处理负担。即使这样的做法通常也是不够的,然而, Barniv 建议<sup>[114]</sup>,使用动态规划的算法,计算量可明显减小到可以实现的量级。它适用于曲线或直线目标航线。当条件允许时,动态规划算法能够产生等效于耗尽型搜索的功能,但是使用的方式更方便,且对计算机能力的要求大大降低。在他使用的一套无源红外镶嵌图像传感系统(非雷达例子)跟踪的例子中,发现动态规划算法比运用耗尽型搜索的运算量降了 5 个以上数量级。

### 多雷达跟踪

当多套雷达观察同一片空域时,跟踪将得到改善。此时的数据率大于任何一部单独工作的雷达,又不容易受到电子对抗措施的干扰,也不容易因单套天线方向图的零点或目标视角改变引起回波信号幅度降低而导致漏检。这里有两个相关的情况:一个是把所有雷达都配置在同一条船上或在同一个阵地上的时候;另一个是把雷达分开到不同地点并组成网的时候。

**同阵地多雷达的综合跟踪** 当靠近安装的多部雷达近似覆盖同一空间区域时,各部雷达的输出被合成到一起,形成一条航迹。这些雷达可以工作在不同的频段,具有不同的天线特性和不同的数据率。有多种方法用来合成多套雷达输出数据<sup>[115]</sup>。一种好的方法是把每套雷达的检测点迹合成,形成单条航迹并对其更新,而不是让每套雷达独自产生航迹,然后选择一条最好的航迹,或将它们以其他的方法进行合成<sup>[116]</sup>。不同雷达的数据是不均匀地到达跟踪器的。使用所有雷达可用数据形成的航迹,优于每套雷达独自形成航迹合成航迹。由于一体化处理可以对高质量的数据进行大的加权,对低质量的数据进行小的加权,所以这种方法能减小因天线旁瓣、目标衰落、干扰和杂波引起的数据丢失。这种合成多套雷达数据的方法既可为自动检测和一体化跟踪(ADIT),也可称为一体化的自动检测和跟踪(IADT)。

**多阵地雷达的综合跟踪** 当分布在不同地点的雷达覆盖同一区域时,可以把上面描述的雷达进行跟踪合成;也就是对个别的目标数据点(位置和时间),而不是把各条航迹,传输到单个跟踪中心再处理成单条航迹。Farina 和 Studer<sup>[117]</sup>称前者为中心化结构。而称为分布结构的是,基于单套雷达的测量数据在本雷达站首先形成航迹,然后将各条航迹送到航迹中心后再组合成每个目标的单条航迹。分布结构允许航迹信息通过电话线传输而不需要宽带传输线,所需要的计算机资源更少。然而,它产生的组合跟踪精度不如中心化结构组合的高。

为了对像空中交通管制和军用防空应用中的大面积上的目标进行跟踪,安装多套雷达使得当目标离开一部雷达的覆盖区就进入另一部雷达的覆盖区,保持连续的目标跟踪。两套雷

达覆盖的区域需要有所重叠,以便航迹穿越不同雷达覆盖区域时能够被正确地由一部雷达交接给另一部雷达。一个困扰早期多阵地雷达的问题是如何将一套雷达的检测点迹或航迹与另一套雷达的数据进行关联。即使雷达是固定的,雷达的绝对位置也不总是能精确地知道,这造成中心跟踪设备会对单个目标产生多条航迹。把多艘船上和多架飞机上的雷达组网时,这个问题变得更加突出。已经开发出一些方法,能在雷达位置和运动方向不够精确时将多站点的数据融合起来产生单条航迹<sup>[118]</sup>。然而,GPS(全球定位系统)的利用能很容易得到雷达的精确位置,从而消除来自处于不同地点雷达的数据之间的关联问题。

为罗马飞行信息区的空中交通管制系统研制了多雷达跟踪(MRT),集成了意大利的南部和中心两部的五套雷达<sup>[119,120]</sup>。Alenia ATC 雷达的距离为 170 海里。它们的分置间隔约为 135 海里,采用  $\alpha$ - $\beta$  跟踪器。当目标直线飞行时,这个系统的跟踪测量精度据说优于 0.3 海里。对具有加速度(加速度没有进一步描述)航线的测量精度为 0.8 海里。

#### 无源测向仪与雷达的组合跟踪

雷达提供了目标的距离和角度。无源测向仪(DF)只提供角度而不提供距离。雷达的测角精度通常高于无源测向仪的精度,所以,在跟踪滤波器中为产生更精确的航迹使用 DF 测量值是无益的。然而,被称为电子支援措施(ESM)的无源 DF,能够协助目标识别,因为它接收发射信号,能够识别发射它的系统的类型。来自敌方飞机的信号明显不同于友机发射的信号,这就可以用来识别目标的特性。这对军用防空雷达很重要,因为需要有某些形式的目标识别将友方和中立方飞机从敌方飞机中分离出来。

虽然 DF 系统提供了目标识别的能力和角度测量,但是不能提供距离测量,因此不能形成航迹。如果无源角度跟踪能够与雷达航迹关联起来,就可以基于无源 DF 系统接收到的信息对被雷达跟踪的目标进行识别。实现此功能的统计方法已经有所描述<sup>[121,122]</sup>。

## 参考文献

1. Howard, D. D. "Tracking Radar." In *Radar Handbook*, M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 18.
2. Sherman, S. M. *Monopulse Principles and Techniques*. Norwood, MA: Artech House, 1984.
3. "IEEE Standard Radar Definitions," *IEEE Std 686-1997*. New York, 1997.
4. Sherman, S. M. Ref. 2, Sec. 4.4.
5. Sherman, S. M. Ref. 2, Sec. 4.4.2.
6. Page, R. M. "Monopulse Radar." *IRE Natl. Conv. Record* 3, pt. 8 (1955), pp. 132-134.
7. Skolnik, M. I. *Introduction to Radar Systems*, 1st ed. New York: McGraw-Hill, 1962, Sec. 5.4.
8. Rhodes, D. R. *Introduction to Monopulse*. Norwood, MA: Artech House, 1982.
9. Sherman, S. M. Ref. 2, Sec. 6.4.
10. Berger, H. "On the Optimum Squint Angles of Amplitude Monopulse Radar and Beacon Tracking Systems." *IEEE Trans. AES-8* (July 1972), pp. 545-547.
11. Howard, D. D. Ref. 1, pp. 18.11-18.16.
12. Hannan, P. W. "Optimum Feeds for All Three Modes of a Monopulse Antenna." *IEEE Trans. AP-9* (September 1961) pp. 444-460.
13. Barton, D. K. *Radars, Vol. 1. Monopulse Radar*. Norwood, MA: Artech House, 1974, papers nos. 11 and 12.

14. Elliott, R. S. *Antenna Theory and Design*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1981, Sec. 5.11.
15. Bayliss, E. T. "Design of Monopulse Antenna Difference Patterns with Low Side Lobes." *Bell System Tech. J.* 47 (1968), pp. 623-640.
16. Chubb, C. F., B. L. Hulland, and R. S. Noblit. Simplified Monopulse Radar Receiver, U. S. Patent 3,239,836, March 8, 1966.
17. Sherman, S. M. Ref. 2, Sec. 7.14.
18. Thomson, D. "Monopulse Design for Tactical Tracking Radar." *Microwave J.* 28 (May 1985), pp. 307-310.
19. Howard, D. D. Ref. 1, pp. 18.19-18.21.
20. Rubin, W. L., and S. K. Kamen. "SCAMP—A New Ratio Computing Technique with Application to Monopulse." *Microwave J.* 7 (December 1964) pp. 83-90.
21. Peebles, P. Z., Jr., and H. Sakamoto. "Conopulse Radar Tracking Accuracy." *IEEE Trans. AES-16* (November 1980), pp. 870-874.
22. Bakut, P. A., and I. S. Bol'shakov. *Questions on the Statistical Theory of Radar*, vol. II. Moscow: Sovetskoye Radio, 1963. Chaps. 10 and 11. Translation available from NTIS, AD 645775, June 28, 1966.
23. Field, J. C. G. "The Design of Automatic-gain-control Systems for Auto-tracking Radar Receivers." *IEE Proc.*, Pt. C, 105 (March 1958), pp. 93-108.
24. Howard, D. D. Ref. 1, pp. 18.6-18.8.
25. Van Brunt, L. B. *Applied ECM*, Vol. 2. Dunn Loring, VA: EW Engineering, Inc., 1982, pp. 570-575.
26. Barton, D. K. *Modern Radar System Analysis*. Norwood, MA: Artech House, 1988, Chap. 11, Radar Error Analysis.
27. Meade, J. E. "Target Considerations." In *Guidance*, A. S. Locke, Ed. Princeton, NJ: D. Van Nostrand, 1955, Chap. 11, pp. 440-442.
28. Delano, R. H. "A Theory of Target Glint or Angular Scintillation in Radar Tracking." *Proc. IEEE* 41 (December 1952), pp. 1778-1784.
29. Howard, D. D. Ref. 1, Sec. 18.8.
30. Ostrovityanov, R. V., and F. A. Basalov: *Statistical Theory of Extended Radar Targets*. Norwood, MA: Artech House, 1985.
31. Wright, J. W. "Radar Glint—A Survey." *Electromagnetics* 4 (1984), pp. 205-227.
32. Howard, D. D. "Radar Target Angular Scintillation in Tracking and Guidance Systems Based on Echo Signal Phase Front Distortion." *Proc. Natl. Electronics Conf.*, vol. XV, Chicago, IL, Oct. 13-15, 1959.
33. Barton, D. K. *Radar System Analysis*. Norwood, MA: Artech House, 1977, Sec. 9.2.
34. Howard, D. D. Ref. 1, Sec. 18.10.
35. Lange, S., and A. Hammer. "Thermal Noise Analysis in Conical-Scan Radars." *IEEE Trans. AES-14* (March 1978), pp. 400-413.
36. Peebles, P. Z., Jr., and T. K. Wang. "Noise Angle Accuracy of Several Monopulse Architectures." *IEEE Trans. AES-18* (November 1972), pp. 712-721.
37. Dunn, J. H., D. D. Howard, and A. M. King. "Phenomena of Scintillation Noise in Radar Tracking Systems." *Proc. IRE* 47 (May 1959), pp. 855-863.

38. Howard, D. D. Ref. 1, Sec. 18.11.
39. Lind, G. "Reduction of Radar Tracking Errors with Frequency Agility." *IEEE Trans. AES-4* (May 1968), pp. 410–416.
40. Weimer, F. C., and L. Peters, Jr. "Study of Pointing Errors in Conically Scanning and Monopulse Tracking Radars for Multipoint Targets." Antenna Lab., Ohio State University, Rept. 601-12, AD 123 476, 1956.
41. Loomis, J. M., and E. R. Graf. "Frequency Agility Processing to Reduce Radar Glint Pointing Error." *IEEE Trans. AES-10* (November 1974), pp. 811–820.
42. Dunn, J. H., and D. D. Howard. "The Effects of Automatic Gain Control Performance on the Tracking Accuracy of Monopulse Radar Systems." *Proc. IRE* 47 (March 1959), pp. 430–435.
43. Delano, R. H. "A Theory of Target Glint or Angle Scintillation in Radar Tracking." *Proc. IRE* 41 (December 1953), pp. 1778–1784.
44. Borden, B. "What is the Radar Tracking 'Glint' Problem and can it be solved?" *Naval Air Warfare Center Weapons Division*, China Lake, CA, NAWCWPNS TP 8125, May 1993, AD-A266 509.
45. Borden, B. "Requirements for Optimal Glint Reduction by Diversity Methods." *IEEE Trans. AES-30* (October 1994), pp. 1108–1114.
46. Guest, I. W., and C. K. Pauw. "Radar Detector Preprocessor for Glint Reduction in a Tracking Radar." *IEEE Trans.* 29 (April 1993), pp. 527–531.
47. Hatcher, J. L., and C. Cash. "Polarization Agility for Radar Glint Reduction." *IEEE Region 3 Convention*, Huntsville, Alabama, Nov. 19–21, 1969.
48. Sims, R. J., and E. R. Graf. "The Reduction of Radar Glint by Diversity Techniques." *IEEE Trans. AES-19* (July 1971), pp. 462–468.
49. Barton, D. K. "Low-Angle Radar Tracking." *Proc. IEEE* 62 (June 1974), pp. 687–704.
50. Howard, D. D., J. T. Nessmith, and S. M. Sherman. "Monopulse Tracking Errors Due to Multipath Causes and Remedies." *IEEE EASCON '71* (1971), pp. 175–182.
51. Linde, G. J. "Improved Low-Elevation Angle Tracking with Use of Frequency Agility." Naval Research Laboratory, Washington, D.C. Report No. 7378, March 17, 1972.
52. Howard, D. D. Ref. 1, Sec. 18.9.
53. Skolnik, M. I. *Introduction to Radar Systems*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1980, p. 546.
54. Bruder, J. A., and J. A. Saffold. "Multipath Effects on Low-Angle Tracking at Millimeter-Wave Frequencies." *IEE Proc.-F* 138, No. 2 (April 1991), pp. 172–184.
55. Barton, D. K. "Low-Angle Tracking." *Microwave J.* 19 (December 1976), pp. 19–24 & 60.
56. Barton, D. K. *Modern Radar System Analysis*. Norwood, MA: Artech House, 1988, Sec. 11.2.
57. Cross, D., D. Howard, M. Lipka, A. Mays, and E. Ornstein. "TRAKX: A Dual-Frequency Tracking Radar." *Microwave J.* 19 (September 1976), pp. 39–41.
58. Klaver, L. J. "Combined X/K<sub>a</sub>-Band Tracking Radar." *Conference Proc. Military Microwaves*. London, England, October 25–27, 1978, pp. 147–155.



59. White, W. D. "Low-Angle Radar Tracking in the Presence of Multipath." *IEEE Trans. AES-10* (November 1974), pp. 835–852.
60. White, W. D. "Double Null Technique for Low Angle Tracking." *Microwave J.* 19 (December 1976), pp. 35–38 and 60.
61. Howard, D. D., S. M. Sherman, D. N. Thomson, and J. J. Campbell. "Experimental Results of the Complex Indicated Angle Technique for Multipath Correction." *IEEE Trans. AES-10* (November 1974), pp. 779–787.
62. Gabriel, W. F. "Spectral Analysis and Adaptive Array Superresolution Techniques." *Proc. IEEE* 68 (June 1980), pp. 654–666.
63. White, W. D. "Angular Spectra in Radar Applications." *IEEE Trans. AES-15* (November 1979), pp. 895–899. See also discussion in the same issue, pp. 899–904.
64. Zoltowski, M. D. "Beam-space ML Bearing Estimation Incorporating Low-Angle Geometry." *IEEE Trans. AES-27* (May 1991), pp. 441–458.
65. Reilly, J., J. Litva, and P. Bauman. "New Angle-of-Arrival Estimator Comparative Evaluation Applied to the Low-Angle Tracking Radar Problem." *IEE Proc.* 135, Pt. F (October 1988), pp. 408–420.
66. Zoltowski, M. D. "Beam-space ML Bearing Estimation for Adaptive Phased Array Radar." In *Adaptive Radar Detection and Estimation*, S. Haykin and A. Steinhardt, Eds. New York: John Wiley, 1992, Chap. 5.
67. Bosse, E., R. M. Turner, and E. S. Riseborough. "Model-Based Multifrequency Array Signal Processing for Low-Angle Tracking." *IEEE Trans. AES-31* (January 1995), pp. 194–209.
68. Cantrell, B. H., W. B. Gordon, and G. V. "Trunk Maximum Likelihood Elevation Angle Estimates of Radar Targets Using Subapertures." *IEEE Trans. AES-17* (March 1981), pp. 213–221.
69. Taha, A., and J. E. Hudson. "Trigonometric High-Resolution Method to Resolve Two Close Targets." *IEE Proc.* 134, Pt. F (October 1987), pp. 597–601.
70. Giuli, D., and R. Tiberio. "A Modified Monopulse Technique for Radar Tracking with Low-Angle Multipath." *IEEE Trans. AES-11* (September 1975), pp. 741–748.
71. Wong, T., T. Lo, H. Leung, J. Litva, and E. Bossse. "Low-Angle Radar Tracking Using Radial Basis Function Neural Network." *IEE Proc.* 140, Pt. F (October 1993), pp. 323–328.
72. Lo, T., and J. Litva. "Use of a Highly Deterministic Multipath Signal Model in Low-Angle Tracking." *IEE Proc.* 138, Pt. F (April 1991), pp. 163–171.
73. Seifer, A. D. "Monopulse-Radar Angle Tracking in Noise or Noise Jamming." *IEEE Trans. AES-28* (July 1992), pp. 622–638.
74. Daeipour, E., W. D. Blair, and Y. Bar-Shalom. "Bias Compensation and Tracking with Monopulse Radars in the Presence of Multipath." *IEEE Trans. AES-33* (July 1997), pp. 863–882.
75. Ivanov, A. "Radar Guidance of Missiles." In *Radar Handbook*, M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, chap. 19, p. 19.30.
76. Howard, D. D. Ref. 1, Sec. 18.5.
77. Barton, Ref. 56, Chap. 9.



78. Van Brunt, L. B. *Applied ECM*. Dunn Loring, VA: EW Engineering, 1982, Vol. 2, pp. 309–315.
79. Cross, D. C., and J. E. Evans. Target-Generated Range Errors, Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Memorandum Report 2719, January, 1974.
80. Skolnik, M. I. Radar Information from the Partial Derivative of the Echo Signal Phase from a Point Scatterer, Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Memorandum Report 6148, February 17, 1988.
81. Stimson, G. E. *Introduction to Airborne Radar*. El Segundo, CA: Hughes Aircraft Co., 1983, p. 472. See also the second edition, published by Menhdam, NJ: Scitech, 1998, pp. 388–390.
82. Barton, D. K. Ref. 56, Sec. 10.2.
83. Howard, D. D. Ref. 1, Sec. 18.4.
84. Schelonka, E. P. “Adaptive Control Techniques for On-Axis Radars.” *IEEE 1975 International Radar Conference*, Arlington, VA, April 21–23, 1975, pp. 396–401, IEEE Publication 75 CHO 938-1 AES.
85. Clark, B. L., and J. A. Gaston. “On-Axis Pointing and the Maneuvering Target.” *IEEE NAECON '75 Record*, pp. 163–170, 1975.
86. Nessmith, J. T. “Range Instrumentation Radars. *IEEE ELECTRO '76*, Boston, MA, May 11–14, 1976. Reprinted in Skolnik, M. *Radar Applications*. New York: IEEE Press, 1988, pp. 458–468.
87. Nessmith, J. T., and Patton, W. T. “Tracking Antennas.” In *Antenna Engineering Handbook*, 2d ed. R. C. Johnson and H. Jasik, Eds. New York: McGraw-Hill, 1984, Chap. 34.
88. Ward, H. R., C. A. Fowler, and H. I. Lipson. “GCA Radars: Their History and State of Development.” *Proc. IEEE* 62 (June 1974), pp. 705–716.
89. Barton, D. K., and S. A. Leonov. *Radar Technology Encyclopedia*. Norwood, MA: Artech House, 1997, p. 445.
90. Barton, D. K. Ref. 56, Sec. 10.4.
91. Page, R. M. Accurate Angle Tracking by Radar, Naval Research Laboratory, Washington, D.C. Report RA 3A 222A, 28 December 1944. Reprinted in D. K. Barton, Ref. 13, paper No. 1.
92. Plowman, J. C. “Automatic Radar Data Extraction by Storage Tube and Delay Line Techniques.” *J. Brit. IRE* 27 (October 1963), pp. 317–328.
93. Baker, C. H. *Man and Radar Displays*. New York: Macmillian, 1962.
94. Brookner, E. *Tracking and Kalman Filtering Made Easy*. New York: Wiley, 1998.
95. Trunk, G. V. “Automatic Detection, Tracking, and Sensor Integration.” In *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 8.
96. Farina, A., and F. A. Studer. *Radar Data Processing. Vol. I—Introduction and Tracking*. New York: Wiley, 1986.
97. Dinneen, G. P., and I. S. Reed. “An Analysis of Signal Detection and Location by Digital Means.” *IRE Trans. IT-2* (March 1956), pp. 29–38.

98. Benedict, T. R., and G. W. Bordner. "Synthesis of an Optimal Set of Radar Track-While-Scan Smoothing Equations." *IRE Trans. AC-7* (July 1962) pp. 27–32.
99. Trunk, G.V. Ref. 95, Sec. 8.3.
100. Quigley, A. L. C. "Tracking and Associated Problems." *International Conf. on Radar—Present and Future*, Oct. 23–25, 1975, London, pp. 352–359, IEE Conference Publication No. 105.
101. Farina, A., and F. A. Studer. Ref. 96, Sec. 3.4.2.
102. Cantrell, B. H. "Adaptive Tracking Algorithm." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Memorandum Report 3037, April, 1975.
103. Kalman, R. E., and R. S. Bucy. "New Results in Linear Filtering and Prediction Theory." *J. Basic Eng.* (ASME Trans., Ser. D) 83 (March 1961), pp. 95–107.
104. Morgan, D. R. "A Target Trajectory Noise Model for Kalman Trackers." *IEEE Trans. AES-12* (May 1986) pp. 405–408.
105. Hampton, R. L. T., and J. R. Cooke. "Unsupervised Tracking of Maneuvering Vehicles." *IEEE Trans. AES-9* (March 1973), pp. 197–207.
106. Blackman, S. S. *Multiple-Target Tracking with Radar Applications*. Dedham, MA: Artech House, 1986, Chap. 2.
107. Biernson, G. *Optimal Radar Tracking Systems*. New York: Wiley, 1990, Chap. 8.
108. Kanyuck, A. J. "Transient Response of Tracking Filters with Randomly Interrupted Data." *IEEE Trans. AES-6* (May 1970), pp. 313–323.
109. Leth-Espensen, L. "Evaluation of Track-While-Scan Computer Logics." In *Radar Techniques for Detection, Tracking, and Navigation*, W. T. Blackband, Ed. New York: Gordon and Breach, 1966, Chap. 29.
110. Trunk, G. V. "Survey of Radar ADT." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 8698, June 30, 1983.
111. Bar-Shalom, Y. *Multitarget-Multisensor Tracking Applications and Advances*, Vol. II, Boston, MA: Artech House, 1992, p. xiii.
112. Urkowitz, H., and M. R. Allen. Long Term Noncoherent Integration Across Resolvable Sea Clutter Areas." *Proc. 1989 IEEE National Radar Conference*, March 29–30, 1989, pp. 67–72. For more technical details, see Allen, M. R., S. L. Katz, and H. Urkowitz. "Geometric Aspects of Long-Term Noncoherent Integration." *IEEE Trans. AES-25* (September 1989), pp. 689–700.
113. Prengaman, R. J., R. E. Thurber, and W. G. Bath. "A Retrospective Detection Algorithm for Extraction of Weak Targets in Clutter and Interference Environments." *IEE International Conference Radar-82*, October 18–20, 1982, pp. 341–345, IEE Conference Publication No. 216.
114. Barniv, Y. "Dynamic Programming Algorithm for Detecting Dim Moving Targets" In *Multitarget-Multisensor Tracking*, Vol. I. Y. Bar-Shalom, Ed. Norwood, MA: Artech House, 1990, Chap. 4.
115. Trunk, G.V. Ref. 95, Sec. 8.4.
116. Cantrell, B. H., G. V. Trunk, J. D. Wilson, and J. J. Alter. "Automatic Detection and Integrated Tracking." *IEEE 1975 International Radar Conference* pp. 391–395. Arlington, VA, Apr. 21–23, 1975.

117. Farina, A., and F. A. Studer. *Radar Data Processing. Vol. II—Advanced Topics and Applications*. New York: Wiley, 1986.
118. Bath, W. G. "Association of Multisite Radar Data in the Presence of Large Navigational and Sensor Alignment Errors." *IEE Int. Radar Conf.*, London, pp. 371–379, 1982.
119. Farina, A., and F. A. Studer. "Radar and Sensor Netting Present and Future." *Microwave J.* 29 (January 1986), pp. 97, 98, 100, 104, 106, 108, 110, 112, 114, and 124.
120. Farina, A., and F. A. Studer. Ref. No. 117, Sec. 7.2.6.
121. Trunk, G. V., and J. D. Wilson. "Association of DF Bearing Measurements with Radar Measurements." *IEEE Trans. AES-23* (July 1987), pp. 438–447.
122. Farina, A., and B. La Scala. "Methods for the Association of Active and Passive Tracks for Airborne Sensors." *International Radar Symposium, IRS-98*, September, 15–17, 1998, Munich, Germany, pp. 735–744.

## 习题

4.1 如果用式(3.34)的高斯函数来表叙圆锥扫描跟踪天线的单向天线功率方向图,那么当目标直接处于波束的交叠点时所接收信号的损耗是什么? 天线半功率波束宽度为  $2^\circ$ , 斜视角为  $0.75^\circ$ 。

4.2 连续跟踪雷达采用自动增益控制(AGC)的原因之一是,为了防止由于目标回波信号随距离与方位变化而引起的接收机饱和。

(a) 如果雷达必须观察最小作用距离 2 海里至最大作用距离 100 海里的目标,则目标回波的功率变化应为多少(分贝)?

(b) 对于各种大小飞机目标的回波变化应为多少[见表 2.1]?

(c) 由于视向角的变化而使飞机回波的变化为多少[见图 2.15 与图 2.16]?

4.3 将比幅单脉冲跟踪器和圆锥扫描跟踪器在远程、中程与近程上的精度,复杂性,通常用于角测量的脉冲数及每次的应用形式,做出比较。

4.4 (a) 为什么比幅单脉冲比比相单脉冲更受人们关注?

(b) 为什么圆锥扫描跟踪器比序列波瓣跟踪器或波瓣转换跟踪器更受人们关注?

4.5 推导出比幅单脉冲一个角坐标中的误差信号。证明对于小角误差而言,误差信号是与  $\theta_T$  成线性关系的,其中  $\theta_T$  是从天线瞄准方向测得的目标角度。两个相交的天线波束之间的夹角是  $2\theta_q$  [在不相交时,两个天线波束的一路(电压)方向图可以用归一化的高斯函数  $\exp(-\alpha^2\theta^2/2)$  来近似地表示;式中  $\alpha^2 = 2.776/\theta_B^2$ ,  $\theta_B$  是半功率波束宽度。注:双曲线余弦可以用  $\cosh x = (e^x + e^{-x})/2$  来表示,双曲线正弦可以用  $\sinh x = (e^x - e^{-x})/2$  来表示;对于小的  $x$  值而言,  $\sinh x \approx x$ ,  $\cosh x \approx 1$ , 而且  $\sinh 2X = 2\sinh x \cosh x$  ]。

4.6 对于天线宽边(视轴)方向,分别从  $+\theta_D/2$  与  $-\theta_D/2$  方向测出到达单坐标雷达跟踪天线的限定大小的目标两个回波信号。我们如何采用和信道的输出来辨别正在出现的严重的闪烁误差?

4.7 一部跟踪雷达正在跟踪一个“哑铃”目标,“哑铃”目标是由处于雷达位置看得到的两个被角度为  $\theta_D$  隔开的各向同性散射体所组成的(这类似于如图 4.15 所示的几何形状)。来自

两个散射体的回波信号幅度之比为  $\alpha=0.5$ 。如果两个散射体之间的相位差  $\alpha$  随时间均匀地变化在  $0\sim 2\pi$  弧度的范围内,那么雷达角误差信号有多少时间是来指示一个“貌似”目标的方向,即指向超出哑铃目标的角度  $\theta_D$  之外(你可以假定两个散射体中每个角度比  $\theta_D$  小得多)。

4.8 已知一部单脉冲雷达在规定的的作用距离上跟踪一个目标,角精度为 0.5 密耳。

(a) 这个精度是多少度?

(b) 假定精度是由接收机噪声单独决定的,那么圆锥扫描雷达在同样的这个作用距离上角精度是多少(相同的频率、波束宽度、功率、噪声系数、脉冲重复频率、处理脉数、天线有效面积)?

(c) 从另一方面来看,如果是在近程上的精度,以致角精度单独由闪烁来确定,那么圆锥扫描跟踪雷达相对于单脉冲跟踪雷达的精度是多少?

4.9 如果频率至少以  $c/2D$  变化,其中  $c$  是传播速度,求证沿着径向(距离)取向(而不是横向)的哑铃目标(两个被间距  $D$  分隔的不可辨的各向同性的散射体)的回波相位是去相关的。

4.10 一个目标在径向(距离)上有 15 米的有效纵深。为了获得去相关的角闪烁测量,那么频率变化必须是多少?

4.11 本题与距离闪烁有关。

(a) 距雷达较远的一个哑铃目标,其具有两个不可分辨的相等横截面的各向同性的散射体,且在径向(距离)纵排并分隔 10 米。当用频率为 3 千兆赫的雷达观察时,来自这两个散射体回波之间的相位差是多少?在这种情况下,距离闪烁误差是多少?

(b) 视向角的什么变化(例如由于目标绕其中心旋转而引起的)会使两个回波相位相差  $180^\circ$ ,结果是在距离上有恶劣的闪烁误差?

(c) 当目标按(b)取向时,频率怎样变化才能使回波去相关?

(d) 为了分辨出两个散射体(至使闪烁可以避免),(a)中的脉冲宽度必须是多少?

4.12 为了减小角度和距离中闪烁误差的影响,可以采用哪两种测量方法?

4.13 (a) 跟踪雷达工作在低仰角时为什么精度差?

(b) 当必须避免跟踪低仰角目标精度差的情况时,简述可以值得考虑的两种方法。

4.14 当跟踪低仰角目标时,为了使失锁的概率最低及在仰角上产生的大误差最小,有一种方法(如 4.5 节所叙)是使天线波束固定在稍低的仰角  $\theta_e$  上,并使闭路环进行跟踪直到目标返回至多路径减少了的较高仰角时停止。在这种情况下,一般都认为目标的低仰角是在天线半功率波束宽度  $\theta_B$  的附近。令  $\theta_e = \theta_B/2$ 。

(a) 当采用这种方法时,如果假设在半功率仰角波束宽度  $\theta_B$  内的目标概率是均匀的,其位置的估算是平均值  $\theta_B/2$ 。在这些假设条件下其标准偏差是多少?

(b) 假设仰角测量是均匀地分布在仰角波束内的,这些波束是可以或不可以校正的;但是如果这个假设成立,(a)采用更完美的方法后其结果获得的仰角均方根值为什么不会比 0.1~0.3 波束宽度更好?

4.15 跟踪天线直径为 30 英尺时,伺服的谐振频率上限是多少?

4.16 (a) 如果有警报,训练有素的对空监视雷达操作员能在两秒钟内用手工更新一架飞机的航迹,那么当雷达天线以 6 转/秒的速度扫描时,一名操作员能处理航迹中的多少架飞机?

(b) 如果有七名操作员来完成手工跟踪,那么你认为用(a)中的雷达(假定每名操作员拥有一台显示器)能处理航迹中的多少个目标[注意:这个问题有点像下面的问题,即换一只灯泡需多少名工程师]?

- 4.17 (a) 波束裂变指的是什么?(b) 简述如何实现它。(c) 典型的精度是多少?
- 4.18 在什么条件下,卡尔曼滤波器的性能类似于  $\alpha$ - $\beta$  跟踪滤波器?
- 4.19 (a) 自动探测与跟踪的主要优点是什么?(b) 它的局限是什么?

## 第5章 噪声中的信号检测

### 5.1 引言

雷达检测目标反射回波信号的存在和提取有关目标的信息(例如位置),二者缺一就毫无意义。第2章讨论了噪声中的信号检测,第3章讨论了杂波中动目标的检测,而第7章将讨论杂波中静止目标的检测。本章将介绍噪声中信号检测的其他方面,主要是匹配滤波器和有关的内容。从回波信号中提取信息是第6章的主题。

雷达中检测有用信号并抑制无用噪声、杂波和干扰的方法叫作信号处理。接下来介绍的匹配滤波器是雷达信号处理器的一个重要例子。

### 5.2 匹配滤波器接收机

实际中通常满足的一些条件下,雷达接收机输出信号峰值-噪声(功率)比最大将使目标可检测性最大。能做到这一点的线性网络称为**匹配滤波器**。因而匹配滤波器或近似于它的网络几乎是所有雷达接收机设计的基础。

#### 匹配滤波器的频率响应函数

当输入噪声的谱密度是常数(白噪声)时,使输出信号峰值-平均噪声比最大的匹配滤波器的频率响应函数为<sup>[1]</sup>

$$H(f) = G_a S^*(f) \exp(-j2\pi f t_m) \quad (5.1)$$

式中,  $G_a$  为常数,  $t_m$  为匹配滤波器输出最大值的时间(通常等于信号持续时间),  $S^*(f)$  为输入(接收)信号  $s(t)$  频谱的复共轭,由接收信号的傅里叶变换求得,即

$$S^*(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j2\pi f t) dt$$

(使输出信-噪比最大的匹配滤波器不应和电路理论中阻抗匹配的概念相混,后者使两个网络间传输功率最大。)

接收信号的频谱函数可写为  $S(f) = |S(f)| \exp[-j\phi_s(f)]$ ,  $|S(f)|$  是幅度谱,  $\phi_s(f)$  是相位谱。匹配滤波器的频率响应函数可以利用幅度谱和相位谱表示为  $H(f) = |H(f)| \exp[-j\phi_m(f)]$ 。

令常数  $G_a$  等于1,可以利用上述关系把式(5.1)写为

$$|H(f)| \exp[-j\phi_m(f)] = |S(f)| \exp\{j[\phi_s(f) - 2\pi f t_m]\} \quad (5.2)$$

令式(5.2)给出的相位和幅度分别相等,得

$$|H(f)| = |S(f)| \quad (5.3)$$

$$\phi_m(f) = -\phi_s(f) + 2\pi f t_m \quad (5.4)$$

可以看出,匹配滤波器频率响应函数的幅度和输入信号频谱的幅度一样,而其频率响应的相位等于负的信号相位加上与频率成正比的相移。 $\phi_s(f)$ 前负号的作用是消除接收信号的各相位分量,使各频率的信号分量相位相同并且相干地叠加在一起使信号最大。

### 匹配滤波器冲激响应函数

匹配滤波器也可以用冲激响应函数  $h(t)$  描述,它是式(5.1)频率响应函数  $H(f)$  的傅里叶逆变换,即

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \exp(j2\pi ft) df = G_a \int_{-\infty}^{\infty} S^*(f) \exp[-j2\pi f(t_m - t)] df \quad (5.5)$$

因  $S^*(f) = S(-f)$ , 式(5.5)变为

$$h(t) = G_a \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp[j2\pi f(t_m - t)] df = G_a s(t_m - t) \quad (5.6)$$

因上式积分是傅里叶逆变换,即得到最右边的表达式。式(5.6)表明匹配滤波器的冲激响应是接收信号从固定时间  $t_m$  开始在时间上的反转。图 5.1 给出匹配滤波器对信号  $s(t)$  的冲激响应  $h(t)$  的一个例子。

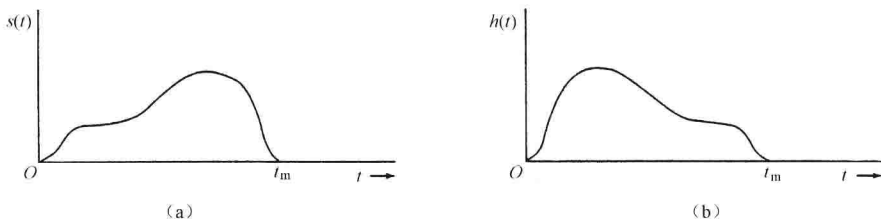


图 5.1 (a)接收波形  $S(t)$  的例子;(b)对于(a)的输入信号  $S(t)$  的匹配滤波器的冲激响应

如果滤波器的冲激响应是可实现的,则在加上输入信号之前必须没有任何输出信号。所以,必须有  $(t_m - t) > 0$  或  $t < t_m$ 。这等效为频率响应函数必须有相移  $\exp(-j2\pi ft_m)$  这个条件,它意味着有  $t_m$  的时间延迟。为了方便冲激响应函数经常简写为  $s(-t)$ ,频率响应函数写为  $S^*(f)$ ,当然这些隐含着系统的可实现性条件。

### 接收机带宽

因为超外差接收机的带宽基本上就是 IF 的带宽,匹配滤波器是在超外差接收机的 IF 级实现的(RF 段和混频器的带宽一般比 IF 的带宽要大)。这样,最大的信噪比发生在 IF 级输出。当视频带宽大于 IF 带宽的一半时,第二检波器和接收机视频段对输出信噪比的影响可以忽略。

### 匹配滤波器频率响应函数的推导

匹配滤波器的频率响应函数可以通过变分法<sup>[1]</sup>或施瓦茨不等式<sup>[3]</sup>推导出来。本节利用施瓦茨不等式。

我们想证明,如果输入噪声(均匀频谱密度)是平稳的白色噪声,一个线性、非时变、输出峰值信号-平均噪声比最大的匹配滤波器的频率响应函数是

$$H(f) = G_a S^*(f) \exp(-j2\pi ft_m)$$

最大比值是

$$R_f = \frac{|s_0(t)|_{\max}^2}{N} \quad (5.7)$$



式中,  $|s_0(t)|_{\max}^2$  是输出信号的电压最大值,  $N$  是接收机输出端的均方噪声功率(比值  $R_f$  和前面第 2 章讨论的雷达距离方程中的信噪比不完全一样, 此处的峰值功率是瞬时峰值功率, 而第 2 章雷达方程中的峰值功率是正弦信号脉冲持续时间内的平均功率。输入信号是矩形包络的正弦信号时, 比值  $R_f$  是平均信噪比的 2 倍)。频率响应函数为  $H(f)$  的匹配滤波器输出电压的幅度为

$$|s_0(t)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(f) H(f) \exp(j2\pi ft) df \right| \quad (5.8)$$

式中,  $S(f)$  是输入(接收)信号的傅里叶变换。平均输出噪声功率为

$$N = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (5.9)$$

式中,  $N_0$  是输入噪声每单位带宽的噪声功率。积分前出现因子  $1/2$  是因为积分限是从  $-\infty$  到  $\infty$ , 而  $N_0$  定义为仅在正频率上的单位带宽的噪声功率。

将式(5.8)和式(5.9)代入式(5.7), 并令  $t_m$  表示输出功率  $|s_0(t)|^2$  为最大的时间  $t$ , 则比值变为

$$R_f = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} S(f) H(f) \exp(j2\pi ft_m) df \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (5.10)$$

由施瓦茨不等式知, 如果  $P$  和  $Q$  是两个复函数, 则

$$\int P^* P dx \int Q^* Q dx \geq \left| \int P^* Q dx \right|^2 \quad (5.11)$$

当  $P=kQ$  时, 等式成立, 这里  $k$  是常数。令

$$P^* = S(f) \exp(j2\pi ft_m) \text{ 和 } Q = H(f)$$

并回想起  $\int PP^* dx = \int |P|^2 dx$ , 对式(5.10)的分母利用施瓦茨不等式得到

$$R_f \leq \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df}{\frac{N_0}{2}} \quad (5.12)$$

帕斯瓦定理把频域的能量和时域的能量联系在一起, 可表述为

$$\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \text{信号能量} = E \quad (5.13)$$

所以

$$R_f \leq \frac{2E}{N_0} \quad (5.14)$$

式(5.14)表明匹配滤波器的输出峰值信号-平均噪声比仅与接收信号的总能量和单位带宽的噪声功率有关。它与信号的形状、脉冲宽度或信号带宽没有明显关系; 因而, 信号的这些特征除了用来表述信号检测能力外, 还可用来表述雷达的其他性能。

输出信号峰值-平均噪声比最大的频率响应函数可以通过式(5.11)中  $P=kQ$  时等号成立而得到, 即

$$H(f) = G_a S^*(f) \exp(-j2\pi ft_m) \quad (5.15)$$

常数  $k$  此处取  $1/G$ 。

匹配滤波器一个有意思的特性就是,不管输入信号波形的形状、带宽、持续时间如何,最大输出信号峰值-平均噪声比总是接收信号能量的两倍除以单位带宽的噪声能量  $N_0$ 。每赫兹带宽的噪声功率为  $kT_0F_n$ ,  $k$  为玻耳兹曼常数,  $T_0$  为标准温度(290K),  $F_n$  为接收机噪声系数。

匹配滤波器这个概念假定输入信号和发射信号形状一样(仅幅度不同)。这就要求发射信号波形在被目标反射及在大气传播过程中不改变,也要求目标的径向尺寸相对雷达距离分辨率较小。

### 匹配滤波器的输出信号

从线性滤波器理论知道,输出信号  $y_0(t)$  是输入信号  $y_{in}=s(t)+n(t)$  和滤波器冲激响应函数  $h(t)$  的卷积,这里  $s(t)$  是输入信号,  $n(t)$  是输入噪声。输出信号可以写为

$$y_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y_{in}(\lambda) h(t-\lambda) d\lambda \quad (5.16)$$

前面已经知道匹配滤波器的冲激响应函数  $h(t)=s(-t)$  (为了方便取  $G_a=1$  和  $t_m=0$ )。则  $h(t-\lambda)=s(-t+\lambda)$ , 且式(5.16)变为

$$y_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y_{in}(\lambda) s(\lambda-t) d\lambda \quad (5.17)$$

可以看出,匹配滤波器的输出是接收信号  $y_{in}(t)$  和发射信号  $s(t)$  的互相关函数,因为两个信号  $y_1(t)$  和  $y_2(t)$  的互相关函数定义为

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y_1(\lambda) y_2(\lambda-t) d\lambda \quad (5.18)$$

当信-噪比较大时  $y_{in}(t) \approx s(t)$ , 于是匹配滤波器的输出信号近似为发射信号  $s(t)$  的自相关函数。

当信-噪比很大时,图 5.2 以一种高度简化的方式描述矩形包络正弦波脉冲匹配滤波器的特性。图 5.2 中(a)是输入信号;(b)是匹配滤波器的频率响应函数;(c)是匹配滤波器的输出信号(在 IF 段);(d)是匹配滤波器输出信号的包络,它出现在接收机视频部分。

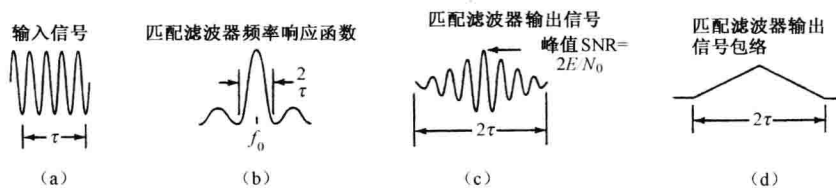


图 5.2 (a)脉宽为  $\tau$  和频率为  $f_0$  的矩形脉冲正弦函数的概图;(b)匹配滤波器频率响应函数,这里  $H(f)=S^*(f)=S(f)$ ;(c)匹配滤波器输出信号;(d)匹配滤波器输出信号包络

### 相关接收机

因为匹配滤波器的输出是接收信号和发射信号的互相关函数,则有可能通过基于式(5.17)的相关过程实现匹配滤波。在相关接收机中,输入信号  $y_{in}(t)$  乘以发射信号的延迟复制品  $s(t-T_R)$ ,  $T_R$  是估计的目标回波信号的时延估计值,得到的乘积通过低通滤波器完成积分。如果积分器在时刻  $T_R$  的输出超出预定门限,就说目标在距离  $R=cT_R/2$  处,这里  $c$  是传播速度。互相关接收机仅对单一时延  $T_R$  检验是否出现目标。在其他时延或距离处出现的

目标,可以通过改变一系列发射信号的  $T_R$  值或对各种  $T_R$  值使用多通道,同时进行相关处理来发现。对各种  $T_R$  值的搜索会很大程度上加大相关接收机的复杂性。

因为匹配滤波器和互相关接收机在数学上是等价的,在某一特定雷达应用中,选择使用哪种接收机取决于哪种方式更可行,匹配滤波器接收机几乎总是比相关接收机更受喜爱。

#### 类矩形脉冲匹配滤波器的逼近

20 世纪 30 年代的雷达工程师没有匹配滤波器的概念,他们从经验中学到,如何使那时使用的简单脉冲波形的输出信-噪比最大。他们发现接收机通带相对雷达信号的频谱带宽较宽时,引入额外的噪声(因为噪声功率和带宽成正比),信-噪比也相应会下降。另一方面,如果接收机的带宽太窄,噪声和信号能量都会减小。因此,带宽相对信号频谱带宽过窄或带宽过宽都会使信-噪比降低。于是相对于信号频谱带宽,存在一个最佳带宽会使信-噪比最大。使用类矩形脉冲和传统滤波器设计的经验表明,当接收机带宽近似等于脉冲宽度的倒数或当  $B\tau \approx 1$  时,信-噪比最大。

实际上匹配滤波器不能完美实现。与理论上完美的匹配滤波器相比,其信噪比总有一定的损失。效率的度量等于非匹配滤波器的峰值信号-平均噪声比除以从匹配滤波器得到的峰值-信号噪声比( $2E/N_0$ )。表 5.1 列出不同假设的滤波器和不同脉冲形状各种组合下,达到最大信-噪比(SNR)的最佳  $B\tau$  值。注意表 5.1 所假定的矩形脉冲不是一个现实的波形,因为它的上升时间为零,这意味着无限的带宽。雷达脉冲的带宽是有限的,脉冲上升时间大约为  $1/B$ 。另外,表中的几个滤波器不大可能在实际中使用。表 5.1 给出了非匹配滤波器的性能示例。在没有其他数据时,“经验法则”通常假定实际的近似匹配滤波器  $B\tau \approx 1$ ,信-噪比损失约为 0.5dB。

表 5.1 匹配滤波器和非匹配滤波器的效率比较

输入信号	滤波器	最佳 $B\tau$	信噪比损失(dB)
矩形脉冲	三阶贝塞尔滤波器	0.78	0.47
矩形脉冲	四调谐(Butterworth)	1.06	0.48
矩形脉冲	双调谐(Butterworth)	0.81	0.46
矩形脉冲	五级联单调谐	0.67	0.51
矩形脉冲	二级联单调谐	0.61	0.56
矩形脉冲	单调谐	0.40	0.88
矩形脉冲	矩形	1.37	0.85
矩形脉冲	高斯	0.74	0.51
高斯脉冲	矩形	0.74	0.51
高斯脉冲	高斯	0.44	0(匹配)

#### 非白噪声匹配滤波器

在推导匹配滤波器特性时[式(5.15)],假定随信号输入的噪声为白噪声,即它与频率无关。当这个假设不成立而噪声用非白噪声功率谱  $[N_i(f)]^2$  表示时,使峰值信号-平均噪声比最大的频率响应函数为<sup>[6,7]</sup>

$$H(f) = \frac{G_a S^*(f) \exp(-j2\pi f t_m)}{[N_i(f)]^2} \quad (5.19)$$

这是非白噪声匹配滤波器(NWN)的频率响应函数。如果是白噪声时,  $[N_i(f)]^2 = \text{常数}$ ,

式(5.19)简化为假定白噪声的情况下推导出的式(5.15)。

对于非白噪声的式(5.19)可改写为

$$H(f) = \frac{1}{N_i(f)} \times G_a \left( \frac{S(f)}{N_i(f)} \right)^* \exp(-2\pi f t_m) \quad (5.20)$$

由此式非白噪声匹配滤波器可以解读为两个滤波器的级联。第一个滤波器的频率响应函数为  $1/N_i(f)$ , 使噪声频谱均匀而成为白色的, 它有时叫作白色化滤波器。第二个是式(5.15)给出的, 输入噪声是白色, 信号频谱是  $S(f)/N_i(f)$  的匹配滤波器。

雷达接收机带宽内的噪声很少是不均匀的, 非白噪声匹配滤波器虽很有趣但很少在雷达中使用。

### 匹配滤波器的总结

对输入信号为  $s(t)$  的匹配滤波器的特性用以下的短符号、省略掉可实现性因素和常数后总结如下。符号已在本节前面定义。

- (1) 频率响应函数:  $S^*(f)$
- (2) 最大输出信噪比:  $2E/N_0$
- (3) 频率响应的幅度:  $|H(f)| = |S(f)|$
- (4) 频率响应的相位:  $\phi_m(f) = -\phi_s(f)$
- (5) 冲激响应函数:  $s(-t)$
- (6) 大信噪比的输出信号波形:  $s(t)$  的自相关函数
- (7) 对类矩形脉冲和传统滤波器的带宽与脉宽的关系:  $B\tau = 1$
- (8) 非白噪声的频率响应函数:  $S^*(f)/[N_i(f)]^2$

匹配滤波器使雷达信号的检测大大不同于传统的通信系统中的检测。匹配滤波器接收机的信号可检测性只是接收信号能量和输入噪声频谱密度  $N_0$  的函数。雷达的检测能力和作用距离不依赖信号的波形或接收机的带宽。因此可以选择发射信号的波形和带宽, 用来优化信息提取, 而且理论上不会影响检测。与其他通信系统不同的就是匹配滤波器输出的信号波形和输入信号的波形不同。输出信号形状不同于输入信号形状无须奇怪, 因为匹配滤波的准则只是使可检测性最大化, 而不是要保持信号形状不变。

## 5.3 检测准则

信号的检测等同于判断接收机的输出仅由噪声输入引起还是信号加噪声的输入引起。这种类型的判决(也许是潜意识地)是由操作员根据雷达显示器提供的信息作出的。当检测过程由电子方式自动执行而没有操作员参与时, 检测准则必须仔细规定并且植入执行决策设备。

第2章中, 雷达检测过程是通过门限检测描述的。如果接收机的输出超过预定门限, 则判定信号存在。门限电平把输出信号划分在检测区还是在无检测区。雷达工程师通过选择划分两区的门限以得到规定的虚警概率, 而虚警概率又和虚警之间的平均时间有关。工程师然后确定其他雷达参数以获得达到希望检测概率所需的信噪比。

### 聂曼-皮尔逊观测器

雷达接收机输出端的判决门限通常是根椐聂曼-皮尔逊观测器的经典统计理论设定的。这可以由检测判决过程中可能出现的两种误差来描述。

一种类型的误差是,当只有噪声存在时把噪声当成信号,这种误差发生在一旦接收机输出端的噪声超出判决门限的时候。统计学中把这种误差叫类型 I 误差,雷达中称为虚警。类型 II 误差是有信号存在时,被错误认为是噪声,雷达工程师称这种误差为丢失检测。人们希望把两种误差都做得最小,但两种误差不能各自同时独立地达到最小值。在聂曼-皮尔逊观测器中,把类型 I 的概率固定,然后使类型 II 的概率达到最小。

在 2.5 节的讨论中,门限电平由工程师根据不超过规定的虚警概率设定。这等同于固定类型 I 的概率并使类型 II 的概率最小(发现概率最大)。这是统计学中确定特定统计假设的聂曼-皮尔逊测试方法<sup>[8]</sup>。在统计学中,无论信号和噪声的先验概率多大,这种方法被认为都是最有效和最优的测试方法。因此,聂曼-皮尔逊准则被用于大多数雷达的检测判决中,不管是有意还是无意。

### 似然比接收机

似然比是统计学中的一个概念,被用于雷达检测理论和信息提取理论中模拟最优判决过程。似然比定义为两个概率密度函数的比值,一种是存在信号时的密度函数,另一种是只有噪声时的密度函数,即似然比为

$$L_r(v) = \frac{p_{sn}}{p_n} \quad (5.21)$$

式中,  $p_{sn}$  是信号和噪声共同存在时的概率密度函数,  $p_n$  是只有噪声时的概率密度函数。第 2 章中,两种概率密度函数分别由式(2.27)和式(2.21)给出。似然比是用来判断接收机输出端的包络  $v$  是可能由于噪声加信号的输入或可能只是噪声输入的一种度量。当然,如果似然比足够大,则判断有信号存在。

聂曼-皮尔逊观测器等同于考察和确立是否似然比  $L_r(v) \geq K$ ,  $K$  是非负实数,取决于选择的虚警概率。

似然比接收机在设备目录中是找不到的,因为它只是统计学中的概念,用于模拟使雷达信号可检测性最大的接收机基本特性,或者用于模拟能够提供最精确的雷达参数(如距离)的测量接收机特性。似然比是用来指导最优接收机和检测器设计的一种分析工具。在许多有实际意义的情况中使用匹配滤波器的雷达,等效于似然比接收机。

### 逆概率接收机

这是另一个统计学概念,它基于与原因概率有关的贝叶斯规则的关系<sup>[9,10]</sup>。逆概率像似然比一样被用作分析的基础,模拟信号检测和信息提取的“最优”接收机。逆概率不同于给定假设条件下描述事件发生几率的直接概率。如果一个事件确实发生(如雷达接收机输出端的输出电压),逆概率研究的是对事件发生原因的最佳估计。

这里不讨论逆概率接收机的工作问题(更多内容可以在本节以前的版本和那里的参考资料中得到),在大多数雷达应用中会满足的某些条件下,逆概率接收机、似然比接收机、匹配滤波器接收机是相互关联的。从其中一个得到的设计信息也可从另一个同样得到。逆概率接收机与似然比接收机(和匹配滤波器)不同之处是前者需要先验概率(先验概率是在事件发生前就可知道的某事件发生的几率,如抛硬币正反面出现的先验概率各为 0.5)。雷达中,定量地确定先验概率通常是不可能的(例如观测距离为 110nmi,方位  $75^\circ$ ,明天早晨在 0630 的飞机回波在雷达中的输出信号的概率)。所以逆概率接收机仅有学术意义。有时,有人建议可先假定选择的先验概率是常数,则逆概率接收机简化为似然比接收机。因此,还不如首先从似然比接收机开始。

逆概率接收机和似然比接收机是一种统计模型,过去曾被用来推导信号检测理论和信息提取理论中的重要关系。虽然人们并不制造这两种接收机,它们还是很有用的,因为从二者推导的理论结果是,在给定假设条件下可达到最好的结果。

### 序贯观测器,序贯检测器

基于聂曼-皮尔逊观测器的常规雷达中,在进行检测判决前得到的脉冲数目  $n$  是固定的。当信-噪比较大时,在能作出信号是否存在的判决前,可能并不需要收集所有几个脉冲。另外,接收机在接收到几个脉冲后,发现其输出端电压很低,即使继续接收剩下的脉冲也不可能使累积后的输出超过门限。利用快速判决的可能性,应该可以平均,用比聂曼-皮尔逊所需较少的几个脉冲就能做出检测判决。这个过程叫序贯观测<sup>[11,12]</sup>。它是一个很有趣的检测方法,但在某些情形下应用序贯观测器可能导致一个量级的功率或重访时间的减少。不幸的是它在雷达中的应用有限。

对接收机输出一采样后,序贯观测器做出三种选择之一:(1)采样由信号和噪声产生的,(2)仅由噪声产生,(3)不能确定是对噪声的采样还是对噪声加信号进行的采样。如果可以确定是(1)或者(2),测验工作完成,雷达转移到下一个分辨单元重复操作。如果是(3),则不能做出判决,需要进行另一次观测,于是根据两次观测考虑上述的三种选择。这个过程需要反复执行,直到可以确定采样是信号加噪声还是只是噪声。

序贯观测器事先规定错误概率并且允许观测次数(积分时间)改变。这个过程理论上允许大大减少脉冲平均数(采样数)就可做出判决。序贯观测器当只有噪声存在时会做出相对快速的判决。在一个报告的实例<sup>[13]</sup>中,在只有噪声存在时序贯观测器平均只需要聂曼-皮尔逊观测器十分之一的观测次数就可作出判决。当门限信号存在时,序贯观测器平均只需等效固定采样的聂曼-皮尔逊观测器观测次数的一半。

序贯观测器为了利用可变数目的脉冲进行积分,需要灵活的相控阵雷达或同样灵活的天线。很不幸,其使用受到严重的限制。如果一个角分辨单元内只有一个距离单元,如“防护频带”,则序贯观测器会按上面所述方式工作。然而在监视雷达天线的每个角位置,都可能有许多距离分辨单元。序贯观测器在转移到下一个角位置前,需要对每个距离分辨单元作出判决。因为任一个角位置上的观测时间由最慢作出判决的距离单元判决时间决定<sup>[12]</sup>,所以当距离单元数目较大时会失去判决的任何时间节省。

虽然序贯观测器原则上可以节省发射功率和重访时间,但仅局限于用到如防卫圈、边界渗透探测<sup>[14]</sup>和带有全方位发射天线和有许多始终全方位观察的邻接窄波束的接收天线等场合。

序贯观测器有时用作序列检测器的同义词,但序贯检测也用来描述相控阵雷达中用的二级检测过程<sup>[15,16]</sup>。雷达朝一特定方向发射一个脉冲或一系列脉冲,但比平常有较低的门限(高虚警概率)。如果没有信号超过门限,天线波束则移到下一个位置。如果有门限超越,则发射具有较高能量的第二个脉冲或另一系列脉冲,且用较高的门限。如果两个门限都有超越,则作出有检测的判决。据称大约只有4%的波束位置需要第二个门限,比均匀扫描节省大约3~4dB的功率。

## 5.4 检波器

检波器是雷达接收机的一部分,用来从载波提取调制信息,判决有无信号。它从IF放大

器延伸到视频放大器输出端;因而它不只是整流元件。第 1 章和第 2 章讨论的常规脉冲雷达使用包络检波器,它提取幅度调制并且抑制载波。通过消除载波只传输包络,包络检波器丢掉相位信息。雷达中还有许多与上述不同的其他类型检波器。MTI 雷达使用相位检波器提取相对于相干基准信号相位的雷达回波相位,如第 3 章所述。第 4 章中提到的在跟踪雷达中使用相敏检波器提取角度信息。

### 最佳包络检波律

包络检波器包括具有带通特性的 IF 放大器、整流元件(如二极管)和具有低通特性的视频放大器。如果输入和输出信号间的关系对正电压信号是线性的,对负电压输入信号是零,则这种检波器叫线性检波器(检波器即使有线性的名称也是非线性设备)。当输出是输入正电压的平方时,则检波器叫平方律检波器。如果检波器后面使用视频积分器,检波律通常认为整流元件和视频积分器二者的组合律。例如,整流元件具有线性特性,而视频积分器具有平方特性,则其组合被认为是平方律检波器。当然,除了线性检波器和平方律检波器之外还有许多其他律的检波器。

最佳检波器的律可根据似然比接收机得出,可表达为<sup>[17~19]</sup>

$$y = \ln I_0(av) \quad (5.22)$$

式中,  $y$ ——检波器输出电压;

$a$ ——正弦信号幅度除以均方根噪声电压;

$v$ ——IF 电压包络幅度除以均方根噪声电压;

$I_0(x)$ ——零阶修正贝塞尔函数。

式(5.22)确定了使固定虚警概率的似然比最大的检波器律形式。其恰当的近似公式为

$$y = \ln I_0(av) \approx \sqrt{(av)^2 + 4} - 2 \quad (5.23)$$

对大信-噪比( $a \gg 1$ ),式(5.23)近似为

$$y = av$$

这是线性律的。对小信-噪比,式(5.23)近似变为

$$y \approx (av)^2 / 4$$

这是平方律检波器。因而,对大信-噪比的情况,最佳  $\ln I_0$  检波器可用线性检波器近似代替;对小信-噪比,可用平方律检波器代替。

由于实际应用中,线性检波器通常比平方律检波器有更大的动态范围,不易引起失真,因而较平方律检波器常用。另一方面,平方律检波器比线性检波器容易分析,所以许多分析假定检波器具有平方律特性。幸运的是在进行非相干积分时,线性检波器和平方检波器检测性能的理论差别不太大<sup>[21,22]</sup>。马库斯<sup>[23]</sup>已经证明单个脉冲(没有积分)的信号发现概率与检波器律无关。

### 对数检波器

如果接收机的输出与输入包络的对数成正比,则称为对数检波器或对数接收机。在输入信号有较大波动时这种检波器有用。它的目的是避免接收机饱和或者在几个类型非 MTI 接收机(如 7.8 节讨论的 log-FTC 接收机)中减少不需要的杂波。由于非线性特性对 MTI 的改善因子有影响,所以对数特性不用在 MTI 的接收机里。

对数接收机的检测能力有一定的损失。有 10 个脉冲积分时,信-噪比损失大约为 0.5dB,100 个脉冲时,信-噪比损失大约为 1.0dB<sup>[24]</sup>。当脉冲数目增加时,信-噪比损失趋于 1.1dB 的



最大值<sup>25</sup>。

### I, Q 检波器

I 和 Q, 或同相和正交通道, 在 3.5 节讨论的 MTI 雷达中有所提及。在那里曾指出, 由相干基准信号馈电的单个相位检波器会使信号产生很大的损失, 这取决于信号脉冲串和有多普勒频移回波信号之间的相对定时(或“相位”)。在 MTI 雷达中, 用盲相位(意义不明确的术语)来描述这种损耗。如果用第二个并行检波通道(正交或 Q 通道), 它的基准信号的相位和第一个通道(同相或 I 通道)的基准信号相位相差  $90^\circ$ , 就可以避免盲相引起的损耗。大多数信号处理分析中使用 I 和 Q 通道为接收机模型, 特别是在提取多普勒频率的时候。

I, Q 检波器的用途不只是避免在 MTI 雷达中由盲相引起的损耗。图 5.3 给出 I, Q 检波器示例, 有时也叫同步检波器<sup>[26]</sup>。如果输入一个载波频率为  $f_0$  (可能是中频)、幅度  $a(t)$  为时变、相位  $\phi(t)$  也是时变的信号, 则

$$\text{输入信号: } s(t) = a(t) \sin[2\pi f_0 t + \phi(t)]$$

同相通道的输出为  $I(t) = a(t) \cos[\phi(t)]$ , 正交通道的输出为  $Q(t) = a(t) \sin[\phi(t)]$ 。于是输入信号可表示为  $s(t) = I(t) \sin 2\pi f_0 t + Q(t) \cos 2\pi f_0 t$ 。因而同相通道和正交通道一起提供输入信号相位和幅度的调制信息。

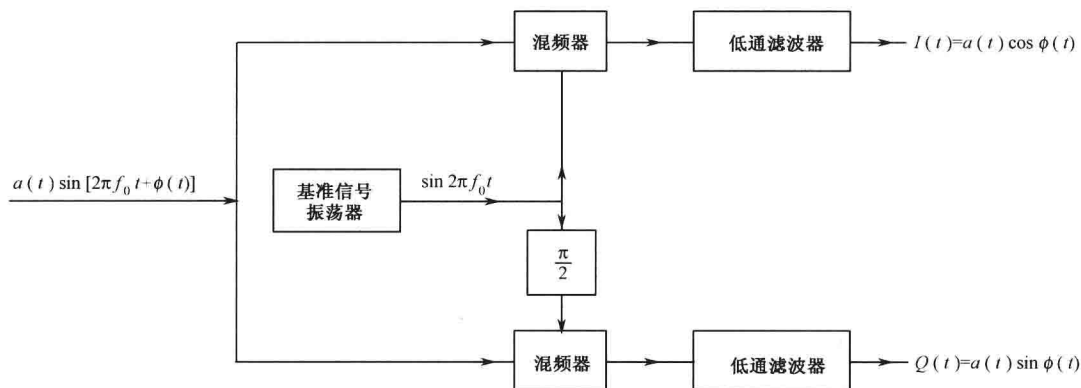


图 5.3 I, Q 检波器

如果图 5.3 中 I 和 Q 通道的输出加以平方并且相加, 则二通道平方和的平方根为输入信号  $a(t)$  的包络, 这描述包络检波器, 其输入信号的相位  $\phi(t)$  为  $\arctan(Q/I)$ 。

I, Q 表示方式在数字信号处理中普遍使用。数字化信号由从 I 和 Q 分量得到的复数来表示。在每个通道中, 信号  $I + jQ$  通过模数(A/D)变换器产生一系列复数数字采样。根据采样定理, 如果输入信号带宽为  $B$ , 则至少要求每秒采样  $2B$  个样本(Nyquist 速率)才能真实复现信号。因为 I, Q 检波器具有两个通道, 所以 I, Q 两通道中每个通道的 A/D 变换器以每秒  $B$  样本采样率来采样即可, 因而降低了 A/D 变换器的复杂度。

当以每秒  $B$  样本的采样率采样时, 因为采样不能保证发生在输出峰值处, 相比于连续样本就有大约 0.6dB 的损失。这样的损失大部分可以通过每秒  $2B$  样本的采样率进行恢复。许多应用中, 由于两个通道的相位差不是精确的  $90^\circ$ , 增益不等, 或者不是完全线性的, 这些都会引起进一步的损失。

在 MTI 处理中使用 I, Q 通道时, 在每个通道中加上一个多普勒滤波器如延迟线对消器,

分离静止目标和运动目标,这在 3.5 节中讨论过。

### 相干检波器

所谓“相干检波器”有时在过去的文献中被描述为一种类似于 I, Q 检波器同相通道的单通道检波器,但它的基准信号有与输入信号严格相同的频率和相位。与第 2 章的标准包络检波器比较,从相干检波器获得的信-噪比可有 1~3dB 的增益。不幸的是,雷达接收信号的相位极少是已知的,所以如上所述的单通道相干检波器不能用于雷达。图 5.3 所示的 I, Q 检波器也可看作相干检波器,但没有上述相干检波器的限制。

## 5.5 自动检测

操作员在他或她的眼中和脑中把 PPI 显示屏或 A 型显示器上看到的雷达回波脉冲合在一起。尽管操作员在许多情形下和自动积累器一样有效,但其能力会受到疲劳、厌倦、超负荷及 CRT 显示器荧光屏的积累特性的限制。利用电子方式的自动检测,操作员不需要做出检测判决。自动检测是雷达不用操作员参与而执行检测判决所要求的操作。自动检测器做出的检测结果可提供给操作员采取行动或计算机作进一步处理。

在许多方面,自动检测比操作员参与的检测判决需要更好地设计接收机。操作员可以识别和忽略限制某些自动检测器识别能力的杂波和干扰。虽然操作员有更好的分辨能力可以比自动检测器更好地区分杂波和干扰,但以计算机为基础的自动判决设备可以处理的目标数量比操作员更多。

雷达信号的自动检测器包括如下内容:

- 把雷达威力区域量化为距离或角度分辨单元;
- 对距离分辨单元的输出作采样,每单元至少一个采样,可实现时要多于一个;
- 对模拟采样作模-数变换;
- 在做检测判决前,在接收机中通过信号处理去掉噪声、杂波、干扰;
- 对每个分辨单元的可用采样积累;
- 当接收机无法去除所有杂波和干扰时,用恒虚警率(CFAR)电路保持虚警率;
- 根据杂波图提供的杂波位置不顾已知杂波回波;
- 通过自动跟踪器或其他数字处理机,门限检测选取作进一步处理的目标回波;
- 检测判决后作距离和角度的测量。

包括上述内容的自动检测和跟踪(ADT)系统在 4.9 节中已经讨论。接下来要考虑信号的自动积累和 CFAR 在自动检测过程中的应用。

## 5.6 积累器

用多于一个脉冲来操作自动检测器的主要部分是积累器,它对从目标接收到的可用脉冲能量进行积累或相加。检波前积累和检波后积累在 2.6 节介绍过。在本节中,简要回顾一些积累的方法。在早期的雷达中,脉冲积累经常通过操作员观察阴极射线管来完成,因为用当时的模拟技术几乎不能实现脉冲自动积累。几乎所有现代雷达都用数字方式完成信号的积累

(注意,在有些技术文献中,积累设备即使完成积累功能也被称为检波器)。

### 滑窗积累器<sup>[29]</sup>

积累来自目标的  $n$  个可用脉冲的直接方法是将它们简单地相加。直到数字处理技术有了发展,这才得以实现。从每个距离分辨单元的接收机输出中获得持续的  $n$  个脉冲连续积累,可以通过一个滑窗积累器来完成,它也称为**滑窗检波器**。从接收机得到的新输出累加到先前的和上,且前面的  $n$  个脉冲接收到的输出被减掉以实现  $n$  个脉冲的滚动和。在数字处理器中,基于天线方向图的双程增益对输出结果进行加权以提高信-噪比是可能的。如果用均匀加权来替代(它更容易实现),与最优的加权方式相比,信-噪比将有 0.5dB 的损失<sup>[30]</sup>。

目标的角度位置可以通过取第一个和最后一个过检测门限值的中点或记录滚动和的最大值位置来估计。在修正偏差之后,角度位置测量的精度只比理论精度差 20%<sup>[30]</sup>。

据 Trunk<sup>[31]</sup>说,滑窗检测器的缺点是它对大的干扰信号敏感,这个问题可以通过使用限幅来最小化。它还要求大的存储量,因为从每个距离单元获得的最后的  $n$  个脉冲必须存储。随着数字处理技术的不断提高,这个限制将变得不再重要。

### 二进制积累

这是为积累脉冲和实现无操作员参与而作检测判决开发出来的第一种自动方法<sup>[32]</sup>。它仍然是一项重要技术。它的主要优点是它实现起来没有滑窗积累器那么复杂。但是它不如理想的检波后积累器有效。

雷达天线扫过一个目标时将接收到  $n$  个回波脉冲。如果  $n$  个期望脉冲中的  $m$  个超过预先设定的值(门限),则宣告目标出现。要求  $n$  个回波脉冲中有  $m$  个出现的检测准则使用的是一种积累形式。它称为**二进制积累器**,但尽人皆知,也称为**二进制检测器**、**双门限检测器**和  $n$  个超过  $m$  个检测器。

一个二进制积累器的方框图如图 5.4 所示。雷达视频信号通过一个门限检波器,它的电平比在第 2 章中讨论的常规门限值低。在这个系统中它是两个门限中的第一个,因此有**双门限值检测器**这个名称。对第一个门限的输出,每个距离分辨单元至少被量化取样一次。如果视频信号波形超过第一个门限,就产生一个有标准幅度的脉冲;如果没超过门限,什么都不产生。这些输出分别被记为 1 或 0。这样,量化器的输出是 1 和 0 组成的序列。每个距离单元中最后  $n$  个脉冲产生的 1 和 0 被存储起来且在二进制计数器中计数。如果在最后  $n$  次扫描中至少有  $m$  个 1,则说目标在距离上被检测到。 $m$  这个数是双门限检测器通过的第二个门限。两个门限必须共同地选择以达到最佳性能。

一个非起伏回波信号  $m/n$  的最佳值示于图 5.5<sup>[33]</sup>。曲线只是大概的值,因为这有点依赖于虚警概率,但和信-噪比无关。起伏的 Swerling 情况 1 中,目标和非起伏目标有同样的  $m/n$  最佳值,但是起伏 Swerling 情况 2 中二者有不同的最佳值<sup>[34~36]</sup>。 $m$  最佳值的选择不是很敏感的,它可以和最佳值相差很多而不带来明显的损失。

由二进制积累器将信号量化为两个值(1 或 0)而导致的信-噪比损失可能在不足 1~2.5dB 之间变化。对参考文献 37 给出的检测概率为 0.9 而虚警概率为  $10^{-6}$  的特定情况,当每个目标  $n$  大约有 8 次击中时,对非起伏目标的损失达到 1.4dB;对有起伏的 Swerling 情况 1,损失达到 2.2dB;对于更大的  $n$  值( $n$  大于 100)和最佳的非相干积累相比,二进制积累器的损失在任何情况下渐渐逼近 0.94dB。当幅度的量化级数多于 2 时,损失会更小。V. Gregers-Hansen<sup>[37]</sup>说 4 级量化(2 比特)将损失减为 2 级量化时的 1/3。

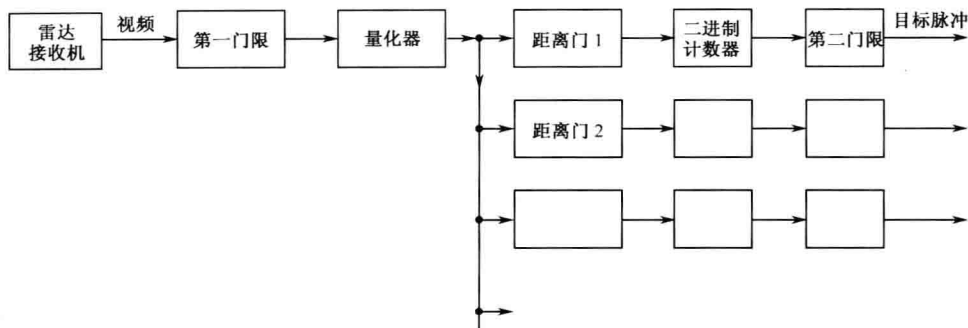
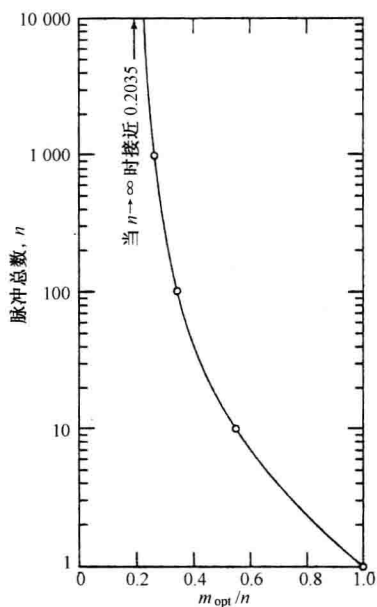


图 5.4 二进制积累器方框图

图 5.5 二进制滑窗检波器的脉冲最佳个数  $m_{opt}$  (取自  $n$  的最大值), 假定恒定(非起伏)目标回波

作为自动检测器,二进制积累器相对简单,且对可能与目标回波脉冲同时存在的单一大干扰脉冲影响不敏感。在传统积累器中,干扰脉冲的全部能量包括在总和中。这可能导致虚假目标指示,即使只有一个干扰脉冲存在。然而,在二进制积累器中,一个大的干扰脉冲对总和的贡献不会比任何一个超越第一个门限的脉冲大。不管这个脉冲的能量如何,第一个门限的输出结果是“1”。同样的好处体现在当背景不是接收机噪声,而是非高斯(或非瑞利)杂波时,就像高分辨率雷达中的海杂波和许多形式的地杂波。如果杂波统计量有高的尾部(这意味着比高斯概率密度函数有更大的概率),当检测基于高斯统计量时,这些大值能导致虚假目标报告。二进制积累器把这些杂波的大值像其他超越第一门限的情况一样处理,不像基于  $n$  个脉冲全能接收到的传统检测准则报告的那样,在没有任何目标出现时报告目标出现。当背景噪声或杂波是非高斯型时,二进制积累器可以采用,因此二进制积累器是鲁棒的。

目标角位置的估计(波束分裂)也可通过  $n$  个脉冲组的中心定位来获得。 $N$  较大时,二进

制积累器的角估计误差大约比理论下界高 25%<sup>[31]</sup>。

### 批积累器<sup>[31]</sup>

当有大量可用脉冲时,可以使用批积累器。如果有  $kn$  个从目标接收的脉冲, $k$  个脉冲相加(分批)后和一个门限相比较,看是否超过门限来形成二元判决(0 或 1)。对剩余的  $n-1$  组  $k$  个脉冲重复这一过程。然后  $n$  个 0 和 1 相加且和第二门限比较。和二进制积累器一样,批积累器实现简单,受干扰尖峰的影响较小,对噪声或杂波的统计量可信。据说它要求较少的存储量,具有较好的检测性能,还能比二进制积累器提供更精确的角度估计。

### 反馈积累器<sup>[31]</sup>

单延迟线反馈积累器的优点是它的处理简单。如图 5.6(a)所示,在这个积累器中,延迟线的输出被再循环,所以每个来自新的扫描信号被叠加到所有先前扫描信号的总和上。为防止由正反馈引起的不希望振荡(“振铃”),这个和值必须在每次通过延迟线时接一个  $k < 1$  的因子进行衰减。参数  $k$  是延迟线和反馈路径组成的回路增益。它赋予接收到的脉冲一个指数加权。积累的有效脉冲数等于  $(1-k)^{-1}$ 。

与按照双通道天线增益比例加权接收到脉冲的理想检测积累器相比,单延迟线反馈积累器大约有 1.0dB 的信-噪比损失。和最优情况相比,估计基于门限超过的点目标角度位置会产生 20% 的误差。还存在偏差,必须估计,而且可能很大。图 5.6(a)的单延迟线积累器的优点是简单,但是它的问题使它的应用有限。

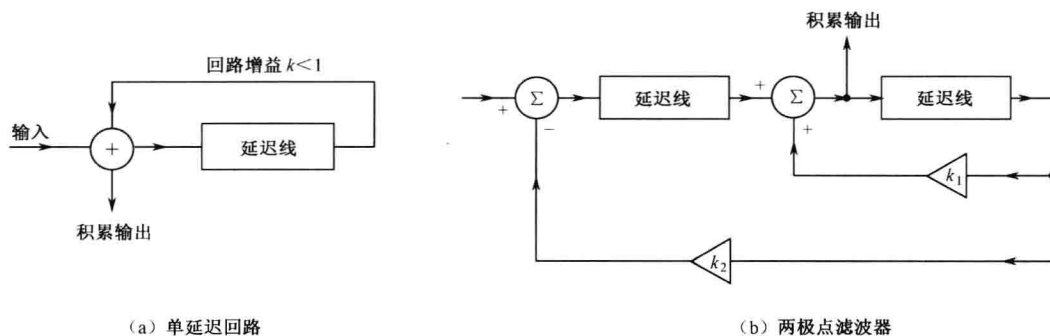


图 5.6 循环延迟线积累器,或反馈积累器,回路增益  $k < 1$ 。

图 5.6(b)所示的双极滤波器比单延迟线反馈积累器要求更多的存储量,但是它的检测性能只比最优情况小 0.15dB。它的角度测量精度的标准偏差比最优情况高 15%,而基于最大值的估值器有常数偏差<sup>[38]</sup>。根据 Trunk<sup>[31]</sup>,这类积累器的问题是,它有高的检测旁瓣(15~20dB)并且对干扰非常敏感。

### 其他类型的积累器/检测器

某些形式的积累器也叫检测器,因为检测判定使用  $n$  个来自目标的接收脉冲。例如**均值检波器**是基于它的  $n$  个接收脉冲的均值来设定门限的。因此它和传统的基于  $n$  个脉冲的(求和积累)设定门限方法等效。**中值检测器**设定的门限是基于  $n$  个脉冲的中值,它比均值检测器的抗干扰能力更加鲁棒,因为它不受可能包含在  $n$  个脉冲中的大干扰脉冲的有害影响。另外,它对杂波或噪声背景用非高斯统计量描述时,不比均值检测器的性能差。还有**检查均值检测器**,其中接收到的  $n$  个脉冲中的一个或多个最大幅度的脉冲从检测判决中消除,假定它们更有

可能来自干扰而并不来自目标。自适应检测器、非参量检测器和非分布检测器经常认为是 CFAR 的形式,这将在下一节讨论。这些检测器中的大多数更有学术上的意义而不是实际雷达系统中应用的方案。

## 5.7 恒虚警率(CFAR)接收机

如同本文前边提到的,当雷达接收机的输出超越一个预设的、获得特定虚警概率的固定门限电平时,就说目标被检测到。当接收机的噪声是固定电平的内部产生的噪声,并由高斯概率密度函数描述时,设置门限的方法早就制定了(2.8节)。然而在许多情况下,杂波回波和敌对噪声干扰可能比接收机内部噪声大很多。当这种情况发生时,接收机门限被超过,于是可能发生许多虚警,这会大大破坏雷达的检测和跟踪。

一个训练有素和机警的操作员观察 PPI 或其他雷达显示器时,很少错误地把杂波或干扰信号当成真实目标;当有许多目标回波要处理时,一个操作员可能没有战斗力。一个自动检测和跟踪(ADT)系统能够处理多个目标,且将努力确定是否超过接收器门限的杂波或干扰信号形成了真实的航迹。最终,虚警将不形成真实航迹且被跟踪计算机排除。然而自动系统可能能力有限,并且要求很多时间或计算能力来识别和排除虚警。虽然数字计算机可以有高的计算能力,但当有很多真实目标、大量杂波回波、干扰和/或高的外部噪声电平时,识别虚假回波的任务可能导致它们超载。因此,如果要 ADT 工作正常,必须要有某种方法阻止杂波和外部噪声到达自动跟踪计算机。一种方法是 CFAR 或恒虚警率接收机。CFAR 自动提高门限电平,防止杂波回波和外部噪声造成自动跟踪器因额外信息超载。CFAR 的需要是在早期自动检测和跟踪系统作为附件装在没有好的抗杂波性能、没有 MTI 或 MTI 比较差的雷达上使用时才认识到的。当然,CFAR 是以对预期目标的低检测概率为代价换来的。当有非均匀的杂波时,CFAR 产生假的回波,CFAR 还能压制附近的目标和引起距离分辨率的下降。

### 单元平均 CFAR 或 CA CFAR

根据 Finn 和 Johnson<sup>[39]</sup>,CFAR 的主要形式是单元平均 CFAR 和它的变型,如图 5.7 所示。它使用一个电平由杂波和雷达回波附近的噪声决定的自适应门限值。两根抽头延迟线对  $n$  个位于测试单元(感兴趣的距离单元)两边的参考单元环境回波信号采样。参考单元之间的间隔和雷达距离分辨率(通常是脉冲宽度)相等。测试单元的输出是雷达视频输出,它与从确定参考单元的抽头延迟线输出总和所得到的自适应门限相比较。这个和值表示测试单元两边的雷达环境。它随着雷达环境的改变和脉冲在时间上的移动而改变。当乘以预设的常量  $k$  时,总和提供一个可以保持恒虚警率的自适应门限值。这样,当脉冲在时间上移动时这个门限能和环境相适应。

如果雷达的输出是由瑞利概率密度函数来描述的噪声或杂波,那么与抽头延迟线总和相乘的常数  $k$  可以通过经典检测理论来确定,这和第 2 章中的描述相类似。当杂波的统计量未知时,这是经常出现的情况, $k$  值只能估计或使用某种形式的非参量检测器。

### CFAR 损失

在 CA CFAR 中,参考单元(延迟线抽头)数量越大,背景杂波和噪声的估计越好并且可检测性(信-噪比)的损失越小。实际上参考单元的数量有限制,因为杂波在各参考单元上必须是相对一致的。一个典型的飞机监视雷达 CFAR 设计可以有 16~20 个参考单元,这些参考单

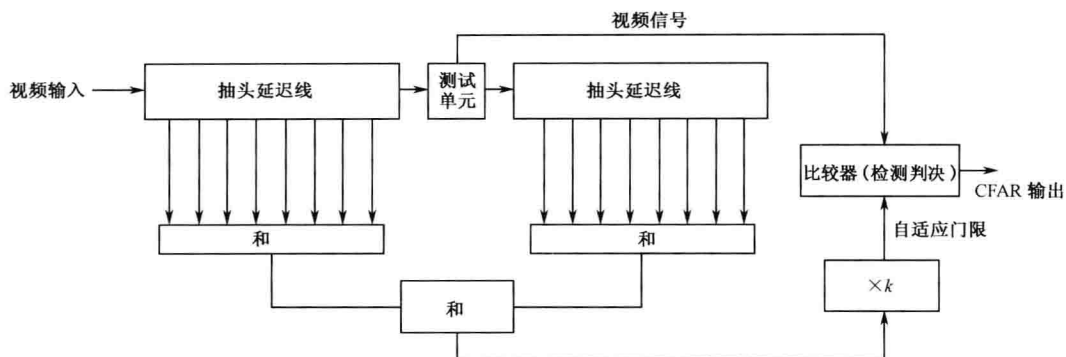


图 5.7 单元平均 CFAR

元在测试单元信号两边 0.5 英里范围内的环境进行抽样。在多普勒处理雷达中,比如 MTI 或脉冲多普勒,参考单元有时可以取自邻近的多普勒滤波器,也能从邻近的距离单元获得。

因为只有有限数量的参考单元,噪声或杂波的估计是不精确的,而且可检测性将有一定的损失。由 Mitchell 和 Walker<sup>[40]</sup>及 R. Nitzberg<sup>[40]</sup>的文章得到的图 5.8 给出了以参考单元数量  $M$ 、虚警概率和积累脉冲数量  $N$  为函数自变量的 CFAR 理论损失(CFAR 损失是使用 CFAR 时所需要的信噪比除以固定门限检测时所需要的信噪比)。实线适用于只有单个脉冲;虚线给出脉冲个数  $N$  大于 1、虚警概率为  $10^{-6}$  时的损失。图 5.8 的曲线不适用于非起伏目标,以及 Swerling 情况 1 和情况 2 的目标。当参考单元的数量大时,CFAR 损失小。Nitzberg 证明单个脉冲( $N=1$ )检测的 CFAR 损失约为

$$\text{损失(dB)} = -\frac{5}{M} \log P_{fa} \quad (5.24)$$

式中,  $P_{fa}$  是虚警概率。

### 杂波边缘

图 5.7 的 CA CFAR 假定每个参考单元的杂波或噪声统计量是独立的,同样,测试单元上的情况也相同。在杂波的边缘处,情况并不如此。因为各参考单元通过一块杂波的前沿和后沿时,不是所有的单元都包含杂波;所以门限将比当所有参考单元都包含杂波时要低。因而,虚警(超过门限)将在杂波边缘处发生。来自杂波边缘的超过门限可以通过分别对前面和后面的参考单元求和来减少,并且使用两者中的较大值来确定门限值<sup>[42]</sup>。使用两组参考单元中较大者的 CFAR 叫作 GO-CFAR。它引入了一个 0.1~0.3dB 的附加 CFAR 损失<sup>[43]</sup>。

### 多目标效应

当参考单元中有一个或多个目标,同时在测试单元有一个主要目标时,门限值将增大(甚至在没有任何杂波的情况下),于是 CA CFAR 测试单元中主要目标的检测可能被压制。一个减少多目标效应的方法是,排除(审查)那些明显比其余参考单元输出大得多的参考单元输出。预定的  $J$  个参考单元(有最大的输出的那些)被排除,由余下的  $M-J$  个单元输出确定自适应门限值。这叫作检查均值电平检波器(CMLD)。检查单元的数量应和干扰目标的数量相等或至少不少于它。和 CLMD 有关的损失已经经过分析且被指出很小<sup>[45]</sup>,但它可能有 1dB 或更大<sup>[46]</sup>。

另一个处理多个邻近目标的方法是有序统计量,或叫作 OS CFAR,它的 CFAR 门限值由所谓的有序统计量中选择出来的一个单一值决定<sup>[47,48]</sup>。从  $M$  个参考单元得到的输出有序地



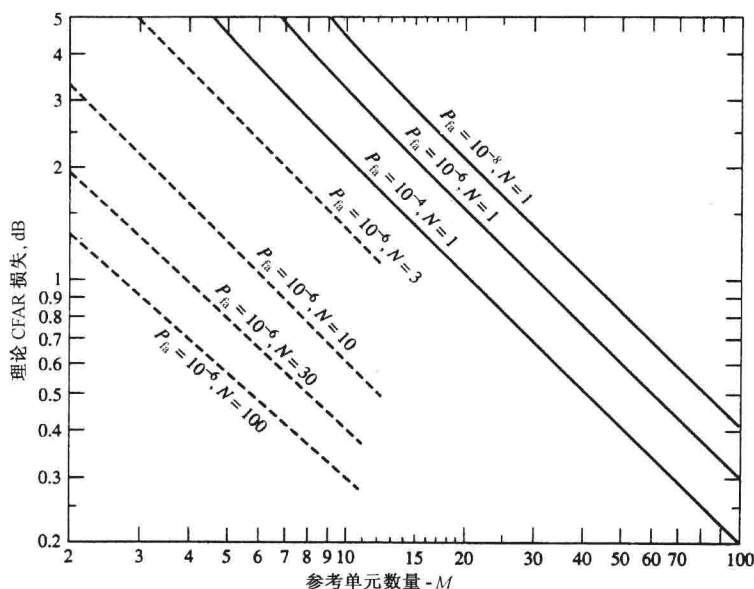


图 5.8 理论上的 CFAR 损失(录取 R. L. Mitchell, J. F. Walker 和 R. Nitzberg)

从最小到最大排列,第  $K$  个序列值通过乘以标量值后来设定门限值。例如,  $M=16$ ,  $K$  可以是 10。在一个 OS CFAR 的特定分析中,一个干扰目标带来的信噪比附加损失大约有 0.5dB,两个时大约有 1dB。

处理参考单元中的附加目标效应问题已经在文献中得到很多关注<sup>[49~58]</sup>。还有另一个方法用来处理当多目标在参考单元中出现时可检测性的损失,那就是使用对数视频,即用一个对数检波器放在 CA CFAR 的前面,以抑制大的回波<sup>[59]</sup>。

### 距离分辨率

通常,两个大小相同的目标如果在距离上分开大约 0.8 个脉冲宽度,就能够分辨。然而,通常的 CFAR 大大降低了距离分辨率,所以两个等幅目标只有在它们空间间隔大于 2.5 个脉冲宽度时才能分辨<sup>[60]</sup>。导致较差分辨率的一个原因是,图 5.7 中测试单元附近的距离单元没有被当作参考单元的一部分使用,因为在测试单元中的目标能量溢出到临近单元而影响了门限值。另一个原因是在自动检测系统中,一个大的目标能在相邻的距离单元、相邻方位天线波束和相邻俯仰波束中检测到。自动检测系统必须把许多相同目标的检测合并为单个质心检测。Trunk<sup>[61]</sup>使用一种推广了的似然方法后证明:根据两个回波信号之间的相位关系,两个相等的非起伏目标,理论上可以在它们间隔为  $1/4$  和  $3/4$  脉冲宽度之间时把它们分辨开来。这要求接收到的回波脉冲形状为已知。(Trunk 的结果是下界。它表明什么可以实现,但不一定适用于特定的 CFAR 线路。)

### 非参量检波器

除了刻度因素外,一个在大多数 CFAR 中普遍使用的假设是,在参考单元中杂波或噪声的统计量是已知的(通常是按瑞利分布),然而在许多情况下,杂波概率密度的形式是不知道的。当杂波统计量不可知时,非参量检波器也叫非分布检波器,被认为是一种 CFAR<sup>[62]</sup>。它的工作原理在这里不具体描述,因为很少用到它。非参量检测器有较大的 CFAR 损失和互取

样相关问题。此外,它对参考单元中大目标引起的目标抑制很敏感,它的实现并不简单,同时还有幅度信息的损失<sup>[63]</sup>。

#### 杂波图<sup>[64~66]</sup>

杂波图把雷达观测区域在坐标内或矩形网格上分成距离-方位单元。在每个杂波图单元中存储的杂波用来为它的距离和方位确立门限值,因此,它是一种 CFAR 形式。

每个杂波图单元的大小等于或大于雷达分辨率。在杂波图的每个距离-方位单元上,与单元中杂波幅度成比例的一个数字存储在图的内存中。因为杂波会随时间变化,在每个单元中的杂波值通过平均大量的扫描(例如 5 到 10 次扫描)来实现周期性更新。扫描的次数越多,杂波的估计精度越高,损失越少,而且目标在单元移动时带来的影响越小。另一方面,平均时间(扫描次数决定的)应该比移动杂波(雨或者金属箔)在单元内的有限驻留时间短。短的平均时间也使门限值可以在目标通过单元后的几次扫描中恢复到它的适当状态。

与 CA CFAR 相比,杂波图 CFAR 的优点是:它不受非均匀杂波(边缘效应)影响。当慢速目标在单元内停留太长而影响门限值时,杂波图 CFAR 的响应将缩减。这种影响可以通过将使杂波图单元大于雷达分辨率单元来减小<sup>[65]</sup>。增加杂波图单元的尺寸不应太过,因为它减小杂波间的可见性。

杂波图的信噪比损失基于平均时间。时间越长,损失越少。在特殊例子中,Khoury 和 Hoyle<sup>[64]</sup>说,当平均时间大约为 2 分钟时,损失为 0.8dB。

杂波图的另一个贡献是,那些包含如鸟等慢速目标分辨单元的消失<sup>[67]</sup>。在初始化目标截获之前,每次过门限都对照杂波图进行检查,据说甚至低到每平方公里 0.1 到 0.2 只鸟的密度,雷达跟踪器就可能过载并在鸟身上浪费大量时间。

3.6 节讨论的原始 MTD 使用的杂波图不是真正的 CFAR。它可称为消隐杂波图,因为它只让幅度超过杂波幅度的目标通过。

#### 其他 CFAR 形式

在 CA CFAR 之前出现的 CFAR 的形式如下。

- **Siebert CFAR**: 检波后积累器(低通滤波器)的输出提供一个平均噪声电平估计值,然后,这个电平用来作为控制虚警率不变的门限值的前馈信号<sup>[68,69]</sup>。这是头几次尝试提供 CFAR 方法中的一个,它被用在 AN/FPS-23 双基 CW 雷达上。美国空军在 20 世纪 60 年代为自动探测低空飞机而在 DEW(远程预警)线上装备了该雷达。

- **硬限幅器**: 一个例子是所谓的 Dicke fix<sup>[69]</sup>,它由跟有一个硬限幅器(它设定足够低来限制接收器噪声)和一个窄带匹配滤波器的宽带中频滤波器组成。于是输出不受噪声幅度影响。Dicke fix 尤其在对付脉冲类噪声和宽带干扰时效果很明显。一般在雷达中它不和 MTI 一起使用,如 3.7 节提到的一样,因为硬限幅器限制了可实现的改进因子。

- **Log-FTC**: 这在 7.8 节描述。当噪声和杂波具有瑞利概率密度函数时,它是 CFAR。

#### CFAR 在雷达中的应用

当由噪声或杂波导致太多不希望的信号超过固定门限值时,CFAR 在雷达中用来保证雷达的有效性。如果有过量的虚警发生,目标的自动跟踪性能将大大下降。

CFAR 对雷达来说如同拐杖对于一个跛脚的人一样。拐杖使人能够移动,但它是人宁可不要的东西。CFAR 可使雷达连续工作,但在它使用的同时,雷达在性能上有些限制。CFAR 为防止超过跟踪计算机过载的门限值而自动调整门限值。然而增加门限值来保证恒虚警概

率,会降低检测概率和丢失一些目标的检测。当使用 CFAR 时,必须忍受目标的丢失。除了目标检测的遗漏外,当杂波或噪声的统计量未被精确估计时,CFAR 还能导致信-噪比的损失。有些 CFAR 的前沿和后沿能产生不想要的门限超越(虚警)。当有一个或更多目标在参考单元内时,可能发生目标抑制。与没有 CFAR 的雷达相比,CFAR 的雷达距离分辨率较低,而且,由于敌方电子对抗手段的欺骗,军用雷达有时不得不避免使用某些对此敏感的 CFAR 设计。为了维持自动探测和使由于噪声和杂波而导致过量虚警的跟踪系统能正常操作,CFAR 成了“需要的祸害”。

如果雷达有好的多普勒处理来抑制杂波,好的 ECCM(电子反对抗措施)来抑制敌方噪声干扰,好的 EMC(电磁兼容能力)来抑制干扰且有好的跟踪计算机可以识别(在大量超门限出现时不过载)预期的运动目标,并且抑制可能通过信号处理的杂波回波,CFAR 将不再需要。

#### 多普勒估计虚警控制

一个非常不同的控制虚警的方法是估计目标的幅度和径向速率(从多普勒频移的测量得到)<sup>[70]</sup>。在连续测量中,噪声或杂波能够通过它们的径向速率和幅度的改变而被区分。假设杂波和噪声的幅度和估计多普勒响应会在大量测量过程中起伏,在此基础上,把连续测试用于测量,而移动目标则与此不同。另外,不同的脉冲重复间隔或频率上的多次测量可以用来产生一个不模糊的速度估计值,由此可将移动目标从静态杂波中分离出来,以帮助跟踪过程。在这种方法中不需要参考单元,所以非均匀环境降低 CA CFAR(边缘效应和多目标)的问题不会出现。

## 5.8 雷达操作员

在本章的讨论中,假定没有操作员来作出探测判决的自动检测。现代雷达通常自动做出检测判决。一个观察显示器的操作员可以是一个好的目标检测器,这已经在过去证实过了<sup>[71]</sup>。另一方面,操作员不能像电子线路一样具备快速处理大量信息的能力,而且他们会变得疲劳。

试验已经证明,当一个操作员观察一个显示器,且在这个显示器中将连续扫描接收到的脉冲放在一起并不使显示器饱和而且没有起伏时,通过操作员实现积累使性能提高到和经典检测理论能达到的水平等效<sup>[72,73]</sup>。

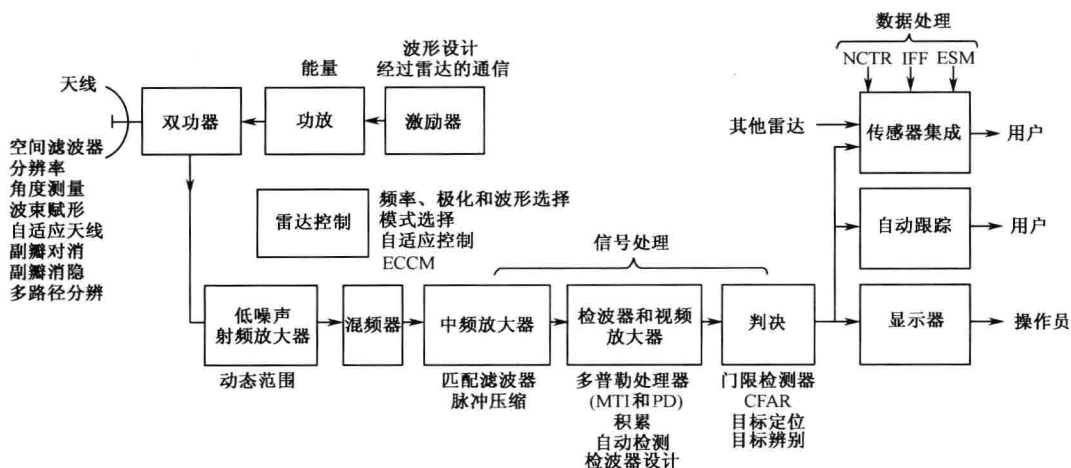
为了兼具自动检测能力和操作员解读特殊情况能力,有些雷达设计师倾向于在有自动处理信息的同时向操作员提供未经处理的原始视频信息。

## 5.9 信号管理

本章着重于期望的雷达信号检测。为了结束本章并且引入雷达信息提取内容的下一章,下面简要列出发生在整个雷达系统中信号管理的各部分。信号管理包括所有和波形及其处理相关的事情,波形处理是雷达进行检测、目标定位并且确定目标一些特性所要求的。信号管理从设计适当波形和它向空间辐射开始,还包括通过接收机收集从目标和其他物体返回的回波信号,通过信号处理来提取想要的信号并抑制不要的回波,通过数据处理来提取检测到的信号

信息。雷达中所有这些处理过程的协调控制,保持在影响信号和它们管理的资源和限制之内。在下面列出的信号管理的某些部分适用于有包络检波器的传统脉冲雷达,某些部分适用于基于多普勒频移提取运动目标的雷达,有些在两者中都适用。

图 5.9 给出了进入雷达信号管理的各种因素。



### 雷达信号管理的组成部分

**信号处理** 这种处理的目的是为了检测期望回波信号和排除噪声、干扰、杂波中不期望的回波信号。它包括如下部分。

- 匹配滤波器:使雷达接收机输出的信-噪比达到最大,也就使回波信号的检测能力最大化。
- 检测器/积累器:用方便高效的方法处理许多从目标接收的脉冲,以便充分利用目标反射回的信号能量。
- 减少杂波:为了消除或者减少不想要的杂波而采用的一种或几种方法。这些方法中,基于多普勒频移来滤除运动目标杂波的方法是最重要的。
- 恒虚警:当雷达不能消除不想要的回波时,用来在门限检测器输出端保持恒定虚警概率。
- 电磁兼容性(EMS):消除进入雷达接收机的其他雷达和其他电磁辐射的干扰。
- 电子反干扰(ECCM):是指在军事雷达中,那些被用来减少或消除人为干扰、欺骗和其他敌对的有源和无源的降低雷达性能的电子方法。电子反干扰措施存在于整个雷达系统中,而不只是信号处理中的一部分。

- 门限检测:用来决定雷达的输出是否是期望的信号。

**数据处理** 这是为了在期望信号检测之后得到关于目标的进一步信息的过程。

- 目标位置:指距离、角度,有时是径向速度(由多普勒频移得到)。位置信息一般不被认为是信号处理或者数据处理。它通常在检测过程中获得(因为没有位置的探测就没有任何价值)。
- 目标轨道:也叫目标航迹,它是目标位置随时间的变化关系。通常也包括目标将来位置的预测。
- 目标识别:通过雷达的观察,识别目标的种类。它可能包括从鸟群中识别飞机,把一种

飞机或者船只同另一种区分开来,识别各种天气,还有陆地和海洋环境的信息(遥感)。

- **武器控制**:在军事系统中,利用雷达的输出控制或制导武器。

**波形设计** 波形的选择依赖于雷达在噪声、杂波、干扰、电子对抗中进行检测的需要,也为了雷达信号的信息提取。波形设计将会影响信号和数据的处理。不同目的的多种波形是高性能雷达的一个重要方面。雷达信号还可以使之适用于其他雷达的通信。

**天线** 天线不仅为了发射和接收雷达信号,还是获得角度信息和达到雷达威力覆盖的工具。天线能起影响宽带信号频谱特性的空间滤波器作用。某些情况下,它还可以提供角速度并且提取类似于时间多普勒频移的空间多普勒频移<sup>[74]</sup>。由空间多普勒频移得到的目标切向速度,还有从更常见的时间多普勒频移得到的径向速度,从而提供目标的矢量速度。

**自动雷达控制** 雷达经常利用多种波形和各种不同的信号处理选择,在不同环境条件下最大地提高性能。雷达控制包括根据雷达遇到的环境和干扰(自然的和人为的)而自动选择合适的波形和信号处理。

**传感器集成** 覆盖同一个区域的其他雷达输出可以用来合成以得到航迹。民航的空中交通管制雷达信标系统(ATCRBS)的信息,或者军用敌我识别系统(IFF)的信息,或者其他民用或军用指挥和控制信息,都可用来帮助识别目标。基于特殊的雷达波形和处理的不合作目标识别(NCTR),还有通过电子战(EW)方法得到的信号和信息,例如电子支援措施(ESM),都可以用来集成,组成军用目标检测系统。

#### 信号管理的资源

为了实现信号管理和信息提取,雷达工程师所能利用的资源如下。

**能量** 要想在远距离噪声中检测弱信号和获得精确的雷达测量,发射足够大的能量是十分重要的。

**带宽** 带宽是经典的信息度量,对精确距离测量和目标时间上的分辨尤其重要。

**时间** 为了精确测量多普勒频率,时间是很必要的。当峰值功率有限时,时间也是获取能量增大的手段。在要求的时间内用单波束雷达得到多重功能和进行许多回波信号处理,这些情况下时间都是很重要的。

**空间** 适用于天线所需要的物理孔径面积。天线的孔径越大接收机得到的回波能量就越多,就能得到更精确的空间测量。

#### 约束

获得所需要的能量、带宽、时间和空间范围并不总是可能的和现实的。另外,环境会产生影响雷达性能的杂波回波:在高微波波段和毫米波段,大气衰减是一件头疼的事;大气的折射能产生好的影响也能够产生坏的影响,这在第8章讨论;地球的曲率会限制雷达目标在视线上的作用距离。军用雷达要在降低或消除它们效率的敌对行动环境下仍然能完成任务。在大多数应用中,限制条件还有尺寸大小、空间、重量甚至主电源。可用的频谱也是一个考虑因素,并且可能严重地限制工程师能做的事。还有永远存在的限制条件,就是造价。

工程师总会在他们所能做的事情上受到限制,从而不会得到他们为完成给定任务所需的所有东西。然而,成功的工程设计的本质就是采用折衷,从而能在一个可以接受的造价下及时地提供一个新的和有用的性能。

## 参考文献

1. North, D. O. "An Analysis of the Factors Which Determine Signal/Noise Discrimination in Pulsed-Carrier Systems." *Proc. IEEE* 51 (July 1963), pp. 1016–1027. Originally appeared as RCA Tech. Rept. PTR-6C, June 25, 1943 (ATI 14009).
2. Introduction to Matched Filters, *Special Issue on Matched Filters of the IRE Trans. on Information Theory* IT-6, no. 3 (June 1960).
3. Van Vleck, J. H., and D. Middleton. "A Theoretical Comparison of Visual, Aural, and Meter Reception of Pulsed Signals in the Presence of Noise." *J. Appl. Phys.* 17 (November 1946), pp. 940–971.
4. D'Aloisi, D., A. DiVito, and G. Galati. "Sampling Losses in Radar Signal Detection." *J. IERE* 56, no. 6/7 (June/July 1986), pp. 237–242.
5. Taylor, J. W., Jr. "Receivers." In *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 3, Sec. 3.7.
6. Dwork, B. M. "Detection of a Pulse Superimposed on Fluctuation Noise." *Proc. IRE* 38 (July 1959), pp. 771–774.
7. Urkowitz, H. "Filters for the Detection of Small Radar Signals in Clutter." *J. Appl. Phys.* 24 (October 1952), pp. 1024–1031.
8. Peterson, W. W., T. G. Birdsall, and W. C. Fox. "The Theory of Signal Detectability." *IRE Trans. PGIT-4* (September 1954), pp. 171–212.
9. Woodward, P. M. *Probability and Information Theory with Applications to Radar*. New York: McGraw-Hill, 1953.
10. Minkoff, J. *Signals, Noise, & Active Sensors*. New York: Wiley, 1992, Chap. 5.
11. Busgang, J. J., and D. Middleton. "Optimum Sequential Detection of Signals in Noise." *IRE Trans. IT-1* (December 1955), pp. 5–18.
12. Busgang, J. J. "Sequential Methods in Radar Detection." *Proc. IEEE* 58 (May 1970), pp. 731–743.
13. Preston, G. W. "The Search Efficiency of the Probability Ratio Sequential Search Radar." *IRE Intern. Conv. Record* 8, pt. 4 (1960), pp. 116–124.
14. Kazovsky, L. G. "Sequential Radar Detection of Border Penetration." *IEEE Proc.* 128, Pt. F, no. 5 (October 1981), pp. 305–310.
15. Brennan, L. E., and F. S. Hill, Jr. "A Two-Step Sequential Procedure for Improving the Cumulative Probability of Detection in Radars." *IEEE Trans. MIL-9* (July–October 1965), pp. 278–287.
16. Nathanson, F. E. *Radar Design Principles*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1991, Sec. 4.7.
17. Marcum, J. "A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar, Mathematical Appendix." *IRE Trans. IT-6* (April 1960), pp. 209–211.
18. Woodward, P. M., See Ref. 9, Sec. 5.5.
19. Skolnik, M. *Introduction to Radar Systems*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1980, Sec. 10.5.
20. This expression was suggested by Warren D. White, who reviewed the manuscript for the second edition of this text.

21. Marcum, J. Ref. 17, p. 189 and Fig. 42.
22. Bird, J. S. "Calculating the Performance of Linear and Square-Law Detectors." *IEEE Trans. AES*-31 (January 1995), pp. 39–51.
23. Marcum, J. Ref. 17, pp. 158–159.
24. Green, B. A., Jr. "Radar Detection Probability with Logarithmic Detectors." *IRE Trans. IT*-4 (March 1958), pp. 50–52.
25. Hansen, V. G. "Radar Detection Probability with Logarithmic Detectors." *IEEE Trans. AES*-8 (May 1972), pp. 386–388. See correction, *AES*-10 (January 1974), p. 168.
26. Eaves, J. L. and E. K. Reedy. *Principles of Modern Radar*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1987, pp. 254, 270–272.
27. Nathanson, F. E. Ref. 16, Sec. 8.8.
28. Taylor, J. W., Jr. "Receivers." In *Radar Handbook*. 2nd ed., M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, Chap. 3, Sec. 3.12.
29. Hansen, V. G. "Performance of the Analog Moving Window Detector," *IEEE Trans. AES*-6 (March 1970), pp. 173–179.
30. Trunk, G. V. "Radar Signal Processing," *Advances in Electronics and Electron Physics* 45, L. Marton, Ed. New York: Academic, 1978, pp. 203–252.
31. Trunk, G. V. "Automatic Detection, Tracking, and Sensor Integration." *Radar Handbook*, 2nd ed. M. Skolnik, Ed. New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 8.
32. Harrington, J. V. "An Analysis of the Detection of Repeated Signals in Noise by Binary Integration." *IRE Trans. IT*-1 (March 1955), pp. 1–9.
33. Swerling, P. "The 'Double Threshold' Method of Detection." Rand Corp. Rept. RM-1081, Dec. 17, 1952, Santa Monica, CA.
34. Weiner, M. A. "Binary Integration of Fluctuating Targets." *IEEE Trans. AES*-27 (January 1991), pp. 11–17.
35. Walker, J. F. "Performance Data for a Double-Threshold Detection Radar." *IEEE Trans. AES*-7 (January 1971), pp. 142–146. See also comment by V. G. Hansen, p. 561, May, 1971.
36. Worley, R. "Optimum Thresholds for Binary Integration." *IEEE Trans. IT*-4 (March 1968), pp. 349–353.
37. Hansen, V. G. "Optimization and Performance of Multilevel Quantization in Automatic Detectors." *IEEE Trans. AES*-10 (March 1974), pp. 274–280.
38. Cantrell, B. H., and G. V. Trunk. "Angular Accuracy of a Scanning Radar Employing a Two-Pole Filter." *IEEE Trans. AES*-9 (September 1973), pp. 649–653.
39. Finn, H. M., and R. S. Johnson. "Adaptive Detection Mode with Threshold Control as a Function of Spatially Sampled Clutter-Level Estimates." *RCA Rev.* 29 (September 1968), pp. 414–464.
40. Mitchell, R. L., and J. F. Walker. "Recursive Methods for Computing Detection Probabilities." *IEEE Trans. AES*-7 (July 1971), pp. 671–676.
41. Nitzberg, R. "Analysis of the Arithmetic Mean CFAR Normalizer for Fluctuating Targets." *IEEE Trans. AES*-14 (January 1978), pp. 44–47.



42. Hansen, V. G. "Constant False Alarm Processing in Search Radars." *International Conference on Radar—Present and Future*, Oct. 23–25, 1973, pp. 325–332, IEE Publication No. 105.
43. Gregers-Hansen, V., and J. H. Sawyers. "Detectability Loss Due to 'Greatest Of' Selection in a Cell-Averaging CFAR." *IEEE Trans. AES*-16 (January 1980), pp. 115–116.
44. Rickard, J. T., and G. M. Dillard. "Adaptive Detection Algorithms for Multiple-Target Situations." *IEEE Trans. AES*-13 (July 1977), pp. 338–343.
45. Al-Hussaini, E. K. "Performance of the Greater-Of and Censored Greater-Of Detectors in Multiple Target Environments." *IEE Proc.* 135, Pt. F (June 1988), pp. 193–198.
46. Ritcey, J. A. "Performance Analysis of the Censored Mean-Level Detector." *IEEE Trans. AES*-22 (July 1986), pp. 443–454.
47. Rohling, H. "Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations." *IEEE Trans. AES*-19 (July 1983), pp. 608–621.
48. Levanon, N. *Radar Principles*. New York: Wiley, 1988, p. 263.
49. Weiss, M. "Analysis of Some Modified Cell-Averaging CFAR Processors in Multiple-Target Situations." *IEEE Trans. AES*-18 (January 1982), pp. 102–114.
50. Barbo, B., A. Lomes, and E. Perkalski. "Cell-Averaging CFAR for Multiple-Target Situations." *IEE Proc.* 133, Pt. F (April 1986), pp. 176–186.
51. Gandhi, P. P., and S. A. Kassam. "Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background." *IEEE Trans. AES*-24 (July 1988), pp. 427–445.
52. Levanon, N. "Detection Loss Due to Interfering Targets in Ordered Statistics CFAR." *IEEE Trans. AES*-24 (November 1988), pp. 678–681.
53. Blake, S. "OS-CFAR Theory for Multiple Targets and Nonuniform Clutter." *IEEE Trans. AES*-24 (November 1988), pp. 785–790.
54. Barket, M., S. D. Himonas, and P. K. Varshney. "CFAR Detection for Multiple Target Situations." *IEE Proc.* 136 (October 1989), pp. 193–209.
55. Ritcey, J. A., and J. L. Hines. "Performance of MAX Family of Order-Statistic CFAR Detectors." *IEEE Trans. AES*-27 (January 1991), pp. 48–57.
56. Shor, M., and N. Levanon. "Performance of Order Statistics CFAR." *IEEE Trans. AES*-27 (March 1991), pp. 214–224.
57. Goldman, H., and I. Bar-David. "Analysis and Application of the Excision CFAR Detector." *IEE Proc.* 135, Pt. F (December 1988), pp. 563–575.
58. Minkler, G., and J. Minkler. *CFAR*. Baltimore, MD: Magellan, 1990.
59. Trunk, G. V. Ref. 31, pp. 8.17–8.18.
60. Trunk, G. V. "Range Resolution of Targets Using Automatic Detectors." *IEEE Trans. AES*-14 (September 1978), pp. 750–755.
61. Trunk, G. V. "Range Resolution of Targets." *IEEE Trans. AES*-20 (November 1984), pp. 789–797.

62. Trunk, G. V., B. H. Cantrell, and F. D. Queen. "Modified Generalized Sign Test Processor for 2-D Radar." *IEEE Trans. AES-10* (September 1974), pp. 574–582.
63. Trunk, G. V., Ref. 31, pp. 8.19–8.20.
64. Khoury, E. N., and J. S. Hoyle. "Clutter Maps: Design and Performance." *Proc. of the 1984 IEEE National Radar Conference*, pp. 1–7, 84CH1963-8.
65. Farina, A., and F. A. Studer. "A Review of CFAR Detection Techniques in Radar Systems." *Microwave J.* 29, no. 9 (September 1986), pp. 115–128.
66. Nitzberg, R. "Clutter Map CFAR Analysis." *IEEE Trans. AES-22* (July 1986), pp. 419–421.
67. Franzen, N. I. "The Use of a Clutter Map in the Artillery Locating Radar ARTHUR." *IEEE International Radar Conference*, Arlington, VA, May 7–10, 1990, pp. 207–210, IEEE Catalog No. 90CH-2882-9.
68. Siebert, W. M. "Some Applications of Detection Theory to Radar." *IRE Natl. Conv. Record* 6, pt. 4, pp. 5–14, 1958.
69. Hansen, V. G., and A. J. Zottl. "The Detection Performance of the Siebert and Dicke-Fix CFAR Detectors." *IEEE Trans. AES-7* (July 1971), pp. 706–709.
70. Trunk, G. V., W. B. Gordon, and B. H. Cantrell. "False Alarm Control Using Doppler Estimation." *IEEE Trans. AES-26* (January 1990), pp. 146–153.
71. Baker, C. H. *Man and Radar Displays*. New York: Macmillan, 1962.
72. Tucker, D. G. "Detection of Pulse Signals in Noise. Trace-to-Trace Correlation in Visual Displays." *J. Brit. IRE* 17 (June 1957), pp. 319–329.
73. Skolnik, M. I., and D. G. Tucker. "Discussion on 'Detection of Pulse Signals in Noise. Trace-to-Trace Correlation in Visual Displays.'" *J. Brit. IRE* 17 (December 1957), pp. 705–706.
74. Skolnik, M. "Radar Information from the Partial Derivatives of the Echo Signal Phase from a Point Scatterer." Naval Research Laboratory, Washington. D.C., Memorandum Rep. 6148, February 17, 1988.

## 习题

5.1 (a)求时间宽度为  $\tau$ 、幅度为  $A$  的理想矩形(视频)脉冲的匹配滤波器频率响应函数  $H(f)$ (假设脉冲在时间上从  $-\tau/2$  延伸至  $+\tau/2$ )。(b)概画  $|H(f)|$  对正频率的幅度。(c)概画视频匹配滤波器的输出,(直接观察比计算更容易得到结果。)可以取  $t_m = 0$ 。

5.2 (a)求时间宽度为  $\tau$ 、幅度为  $A$  和频率为  $f_0$  的正弦波理想矩形脉冲匹配滤波器频率响应函数  $H(f)$ (假设脉冲的时间区间为  $(-\tau/2 \sim +\tau/2)$ )。(b)概画  $|H(f)|$  在正频率上的幅度。(c)概画匹配滤波器的输出。(粗略的图的意思是不需要精确或者“艺术化的”。)(d)选做一在(a)习题和(b)习题中你所得的关于  $H(f)$  的表达式可能包含负频率。 $H(f)$  中的负频率是什么意思?该怎么对待它们?(注意(d)习题的答案并不明显,在教科书里不容易找到,并且需要对傅里叶变换做一些基础的思考,想想它究竟是什么。)

5.3 从习题 5.1(a)你可以求出时间宽度为  $\tau$  和幅度为  $A$  的单个视频矩形脉冲匹配滤波器的输出是峰值幅度为  $A^2\tau$ 、底边宽度为  $2\tau$  的三角脉冲。(a)画出并标出脉冲间隔为  $T$  的三个相同视频矩形脉冲串的、与这列脉冲匹配的滤波器输出。(通过观察要比计算容易得出。)

(b)正如第2章所讨论的,处理大量脉冲更普通的方法是使每个脉冲依序通过与单个脉冲匹配的滤波器,且把所有的脉冲合成(非相干地或相干地相加)起来。画出且标出当三个相同的矩形脉冲组成的脉冲串序列通过时,这种方法处理后的合成结果。

5.4 求为射频信号设计的匹配滤波器输出的峰值信号-均值噪声功率比,射频信号为

$$s(t) = Ae^{-at} \sin 2\pi f_0 t$$

式中,  $0 < t < \tau$ ,  $A$  和  $a$  是常数。输入噪声是频谱密度为  $N_0$  的白噪声。可以假设在脉冲宽度  $\tau$  内  $f_0$  有很多周期,且  $e^{-at}$  很小。(你应该用积分表。)

5.5 匹配滤波器的输入信号是  $s(t) = (A/T)(T-t)$ , 这里  $0 \leq t \leq T$ 。画出:(a)输入信号,(b)匹配滤波器的冲击响应和(c)匹配滤波器的输出信号。(d)为什么这种特殊的波形不能实现?

5.6 在式(5.1)中给出的匹配滤波器频率响应函数表达式里,常数  $G_a$  的单位是什么?

5.7 本题包括求以非白噪声(NWN)为固定杂波模型的匹配滤波器。假设杂波功率远大于接收机噪声功率,从而是杂波回波功率而不是接收机噪声决定信号的可检测性。通常认为杂波是平稳的和均匀分布的,因此杂波回波信号的功率谱密度  $|N_i(f)|^2$  可以认为与反射回来的雷达发射信号功率谱是一样的。(a)从式(5.19)出发求在以上假设的杂波中检测静止点目标的非白噪声匹配滤波器的频率响应函数  $H(f)$ 。(b)假如雷达信号  $s(t)$  是脉冲宽度为  $\tau$  的理想矩形脉冲,画出非白噪声匹配滤波器的  $|H(f)|$ 。(c)为什么这种杂波匹配滤波器是不实际的?(d)选做—如果你从来没听说过匹配滤波器,你会选择哪种雷达波形来检测均匀分布杂波远大于接收机噪声情况下的固定点目标?(e)如果你回答了(d),你的答案与(b)中非白噪声匹配杂波滤波器相比如何(是更好还是更差)?

5.8 本题涉及非匹配滤波器的有效性。(a)求一级低通 RC 网络输出的峰值信号-均值噪声比,如果输入是一个宽度为  $\tau$ 、幅度为  $A=1$  的矩形脉冲,噪声是单位带宽功率为  $N_0$  的白噪声。规一化频率响应函数是

$$\text{低通 RC 网络的频率响应函数} = H(f) = \frac{1}{1 + jf/B_v}$$

式中,  $B_v$  = 低通滤波器的带宽。注意最大信-噪比发生在等于脉冲宽度  $\tau$  的时刻。(b)求理想匹配于矩形脉冲的滤波器输出的峰值信号-均值噪声功率比。(c)与(b)中的匹配滤波器相比,(a)中引入的非匹配滤波器的信-噪比的损耗是多少?(d)假如非匹配滤波器相对匹配滤波器的效率被定义为

$$\rho_f = \frac{|s_0(t)|_{\max}^2 / N_{\text{out}}}{2E/N_0}$$

使效率最大的  $B_v \tau$  的值是多少? [注意,如上低通 RC 网络所产生的结果等同于在中频用到的一个单调谐 RLC 谐振网络,设  $B_v = B_{\text{IF}}/2$  的结果。因此你的关于(d)的答案也适用于一个单调谐 RLC 谐振网络,它可以存在于接收机的中频部分。然而一个单调谐电路,在雷达中很少见到,因此你在本题中得到的答案对于雷达来说并不是典型的。]

5.9 (a)画出相关接收机的方框图。(b)解释为什么在检测性能上相关接收机可以认为等同于匹配滤波器接收机。(c)如果可能,在什么情况下可以选择制造相关接收机而不是匹配接收机?

5.10 当波形只有正弦波的一个射频周期时,画出匹配滤波器的频率响应函数。可从

5.2(a)题得到的答案开始。(单周期正弦波是一个超宽带波形。)

5.11 式(5.1)的匹配滤波器假设雷达回波的波形和雷达发射信号的波形是一样的。当目标被高分辨率雷达(分辨单元尺寸要比目标的径向尺寸小得多)观察时,目标的回波就和发射的波形不同了。它将由从各个目标散射中心返回的回波重叠组成。(一个例子:一艘长度为500英尺的大船被脉冲宽度为80ns的民用海用雷达从迎头观察。)讨论匹配滤波器的哪些方面必须考虑,如果要检测一个径向尺寸比距离分辨率单元大的目标时,此时目标的回波被分解为多个散射体。(注意这个问题的答案并不惟一。)

5.12 证明匹配滤波器的脉冲响应 $[h(t) = G_a s(t_m - t)]$ 是它的频率响应函数 $H(f) = G_a S^*(f) \exp(-j2\pi f t_m)$ 的傅里叶逆变换。

5.13 某些雷达中为什么需要恒虚警? 利用恒虚警的缺点是什么?

5.14 在雷达系统中应该怎样做才能避免使用常规的恒虚警?

5.15 在甚高频区(30~300MHz),天线接收端的外部噪声通常都比接收机内部噪声大。假如要在甚高频区设计一个超宽带的雷达,定性地描述基于白噪声的式(5.1)的匹配滤波器要怎样修改以考虑随频率变化的巨大外部噪声电平?(你可能要复习8.8节或者其他有关外部噪声的资料)。

5.16 证明基于似然比接收机准则的最佳检波律是 $y = \ln I_0(av)$ ,这里 $y$ 是接收机的输出, $a$ 是接收的被噪声均方根电压归一化(除以)的正弦波信号幅度, $v$ 是被均方根噪声电压归一化的中频电压包络的幅度, $I_0(x)$ 是修正零阶贝塞尔函数。[下面是怎样推导的概要,从式(5.21)的似然比开始。假设从雷达接收机可得到 $N$ 个独立的具有归一化包络、幅度为 $v_1, v_2, \dots, v_N$ 的脉冲。由式(2.21)可求出的第 $i$ 个噪声脉冲 $p_n(v_i)$ 的概率密度函数,这里 $v_i$ 为 $R/\psi_0^{1/2}$ , $R$ 是第 $i$ 个输出的包络幅度, $\psi_0^{1/2}$ 是均方根噪声电平。第 $i$ 个信号加噪声脉冲的概率密度函数 $p_n(v_i)$ 可由式(2.27)求出,其中 $a$ =正弦波信号幅度与均方根噪声之比。 $N$ 个脉冲的似然比是

$$L_r(v) = \frac{\prod_{i=1}^N p_s(v_i)}{\prod_{i=1}^N p_n(v_i)} \geq K$$

式中, $K$ 是接收机门限值电平。代入后在两边取对数,这样乘积变成更简便的和。这时考查似然比将表明信号应该怎样处理,示出检波律的特性。]这种“最佳检波器”如何与更普通的检波器相联系?

5.17 二进制积累器的优点和限制是什么?

5.18 雷达操作员通过观察原始(未处理过)的雷达显示器视频输出作出检测判决的性能,与自动(电子)检测器相比如何?

## 第6章 雷达信号的信息

### 6.1 引言

本章包括雷达能够实现的基本测量,雷达测量的理论精度,能够图示说明雷达波形在时域(距离)和频域(径向速度)特性的模糊图,无须高峰值功率就能实现高距离分辨率的脉冲压缩,以及雷达区分不同回波信号类型的目标识别方法。

雷达通过比较接收回波信号和发射信号来获取目标信息。第5章中曾提到,当回波信号强度足够大,越过接收机检测门限时将宣称目标出现。不过,仅仅知道目标出现是不够的,雷达还必须提供下面所讨论的关于目标的信息。

### 6.2 基本雷达测量

雷达可以获得目标的距离、方位、有时仰角等信息,在一定时间对运动目标多次观察以后,就能够获得目标的轨道或航迹。除了将目标简单地表征成一个“模糊点”以外,雷达还能做更多的工作。这一节,将首先把目标作为点散射体,然后作为分布式散射体来讨论可以获得的有用目标信息。为了本章的目的,分别与雷达的距离分辨单元、横向距离(角度)分辨单元相比,或者与这二者相比,点散射体或点目标具有小的尺寸。因此,目标本身的散射特点不能分辨出来。分布式散射体或目标,尺寸比雷达分辨单元大,从而使各个散射体得以辨认。雷达的分辨能力通常(但不总是)决定着目标当作点散射体(未分辨的)还是当作分布式目标(分辨的)来考虑。一个复杂的散射体含有多个散射体,复杂散射体可以是点散射体也可以是分布式的散射体。

#### 点目标测量

就点目标而言,只进行一次观察就可做出的基本雷达测量包括距离、径向速度、方向(角度)和特殊情况下的切向速度。

**距离** 第1章中曾提到距离根据雷达信号到目标的往返时间  $T_R$  获得,即距离  $R=cT_R/2$ ,其中, $c$ =传播速度。在许多雷达应用中,目标距离是要进行的最重要的测量。在确定到很远目标的距离时,尤其是在精度方面对很远或很近距离的测量能力,以及在严重的气象条件下,没有其他传感器可以和雷达相比。远程空中监视雷达距离测量精度可达几十米,但采用精密系统可达几厘米的精度。在大多数精密系统中,距离测量精度只受传播速度已知道的精度的影响。雷达信号所占据的谱宽是精确距离测量所要求的基本资源,带宽越大,距离测量越精确。

**角度测量** 几乎所有雷达都使用具有较窄波束宽度的定向天线。定向天线不仅提供大的发射增益和检测微弱回波信号所需要的较大接收孔径,而且它的窄波束宽度能够使目标的方

向得以精确确定,接收回波信号最大时的天线指向就是目标所在方向。典型的微波雷达可以有一度或几度的波束宽度。实际使用雷达的最窄波束宽度大约为  $0.3^\circ$ 。这并不是一个绝对极限值,但波束宽度越窄,天线所要求机械和电气容差就越小。

正如本章后面所描述的那样,角度精度可以远远好于天线的波束宽度。角度精度与天线的电气尺寸(用波长衡量的尺寸)有关。在可靠检测所要求的典型信-噪比条件下,目标的角度位置可以精确到大约  $1/10$  个波束宽度。如果信-噪比足够大并且尽可能地使误差最小,则用于靶场测量的单脉冲跟踪雷达的最好测角精度可达约  $0.1$  毫弧度均方根( $0.006^\circ$ )。

**径向速度** 在许多雷达中,速度的径向分量根据距离变化率来获得。这叫作距离变化率。径向速度的经典公式为  $v_r = (R_2 - R_1) / (T_2 - T_1)$ , 根据  $T_1$  时的距离  $R_1$  和  $T_2$  时的距离  $R_2$  而得到。但是这种求距离变化率的方法(或任何其他派生的定位方法)在这里并不作为基本雷达测量来考虑,即使它被广泛采用。多普勒频移是获得径向速度的基本方法。它可以在单次观测的基础上进行。利用关于多普勒频移  $f_d$  的经典表达式[式(3.3)], 径向速度  $v_r$  表示为

$$v_r = \lambda f_d / 2 \quad (6.1)$$

式中,  $\lambda$  表示波长。由本章后面介绍的理论精度表达式可以看出,假定距离变化率方法中两次测距之间的时间和多普勒频率测量持续时间相同,则根据多普勒频移获得的径向速度的精度要远远好于根据距离变化率获得的径向速度精度(参见习题 6.5)。

稍后将会看到多普勒频率测量精度与测量持续时间有关。测量时间越长,频率精度越好。根据式(6.1)中径向速度和波长的相互关系,波长越短,实现所要求的径向速度精度所需的观察时间就越短(波长越短,频率越高)。或者说,在给定观察时间的情况下,波长越短,速度精度越高。

尽量具有好的精度,但在获取径向速度方面,多普勒频移方法并没有距离变化率方法使用得广泛,因为当采用短或中等脉冲重复频率雷达时,多普勒频移方法可导致距离和/或多普勒模糊。

**切向(横向距离)速度** 就像时域多普勒频移能提供径向速度一样,在空域(角度)同时存在着类似的能够确定切向速度的空域多普勒频移<sup>[1]</sup>(如果径向速度是  $v_r = v \cos \theta$ , 切向速度是  $v_t = v \sin \theta$ , 其中,  $v$  是目标的速度,  $\theta$  是雷达视线和目标速度矢量之间的夹角)。角速度与距离的乘积等于切向速度。切向速度和径向速度结合起来可得到目标速度  $v$  和方向  $\theta$  的值。切向速度的测量在雷达中还没有进行实际测量,因为它需要长基线天线系统。

### 分布式目标的测量

在合适的维次上有了足够的分辨力,就能确定分布式目标的大小和形状。应当重申的是,分辨力和精度不是一回事。距离分辨力要求信号频谱的全部带宽被无间隙地连续占据,而距离精度只要求至少在谱宽的两端有足够的谱能量,而不必被完全占据。这假设了只有一个散射目标存在。分辨力要求一个被占满的频谱,精度可以采用稀疏频谱实现。在时域对频率的测量和空(天线)域对角度的测量方面,也有类似的情况。通常,良好的分辨力将提供好的精度;但是反过来说并不一定是对的,因为精确测量能够通过不提供良好分辨力的波形来实现。

**径向轮廓** 当雷达的距离分辨单元的大小比目标尺寸小时(例如当目标各个散射中心能够被分辨时),就能够获得目标在距离维上的轮廓(和尺寸)。获得目标径向轮廓的前提是  $c\tau/2 \ll D$ , 其中  $D$  是目标的径向分量,  $\tau$  是脉冲宽度。要在距离维上有良好的分辨力就要求有大的频谱带宽。有时可以使用一个目标的径向剖面来有限地“识别”不同类型的目标。



**切向(横向距离)剖面** 如果在角度维有足够的分辨力,就能确定分布式目标的切向(横向距离)剖面,从而得到目标的角度尺寸和各散射中心的角度位置。如果知道了距离,则散射体在切向维上的位置就能确定,因为横向距离(切向)维等于距离与角度(后者单位是弧度)的乘积。基于传统角度测量的横向距离分辨力通常不如在距离维上获得的分辨力好。然而合成孔径雷达(SAR)和逆合成孔径雷达(ISAR)不需要大的天线就能提供很好的分辨力(在 SAR 和 ISAR 中,等效的角分辨力可认为是从多普勒频率分辨力获得的)。

**大小和形状** 当在每个距离分辨单元上获得切向轮廓时,就形成了目标的像(大小和形状)。成像雷达,例如 SAR、ISAR 和 SLAR(机载侧视雷达)都有足够的距离和横向距离分辨力,用以分辨分布式目标的重要散射体(SLAR 采用一个窄波束天线来实现其切向分辨力,该天线指向与载有雷达的飞机的飞行方向相垂直)。

**对称性** 目标对雷达信号极化改变的响应,可以提供目标对称性的度量(雷达信号的极化是由电场方向决定的)。如果一个球体(一个完全对称的目标)由采用旋转线极化信号的雷达直接观测,则当极化变化时回波信号将不会改变。另一方面,如果采用同样的旋转极化雷达观测一个细长杆,则当电场(极化)与杆平行时,回波信号将达到最大,当与杆垂直时达到最小。通过观察作为极化函数的回波信号的幅度变化,可以确定细长杆的指向和形状。使用极化进行目标对称性测量在雷达中应用并不广泛,但是当采用圆极化时(定义为以射频频率旋转的电场,参见 7.8 节),它是雨(对称目标)中检测飞机(不对称目标)的基础。

**径向和切向剖面的变化** 假设脉冲足够长使得复杂目标的各个散射体不能被分辨出来。如果复杂目标的各个散射体在距离(径向剖面)改变其相对位置,则由于在各个散射体的回波信号中存在着相加和相消的干涉而使回波信号幅度发生变化。因此目标回波幅度的变化表明复杂目标的各个散射体的相对位置发生了变化。

可以通过回波信号幅度调制加以识别的目标影响,包括目标方位、螺旋桨调制、喷气式引擎调制,和两个相距很近未被分辨的目标(如两架飞机或一架飞机和一枚导弹)之间的随时间变化的分开间隔。

### 表面特性

原则上,目标表面材料的介电常数和目标表面的粗糙度,可根据雷达测量而获得。通过改变雷达频率并注意在哪里发生了散射由镜面反射(光滑表面)变为漫反射(粗糙表面),就可确定表面粗糙度。这一界限与表面粗糙度尺寸相对于雷达波长的大小有关。表面粗糙度,如海浪的高度(海况),可以使用高距离分辨力雷达直接测量得到,这已经在空间使用精密高分辨力高度计测量得到。

如果能够测量反射系数并且知道目标的形状和表面粗糙度,就可以得到散射体表面的介电常数。这在实验室条件下是可行的,但很难用雷达实现。不过,人们已经采用各种频率范围上的雷达横截面积测量值来估计月球表面的介电性质(在宇航员登陆月球并带回岩石进行实验室分析之前)<sup>[2, 3]</sup>。

表面粗糙度和介电常数对用雷达遥感非常有用,尤其是空间遥感。前者可以表明全球海洋的海况;而后者,如果可行的话,则可用于确定对农业和水文有重要意义的土壤湿度。虽然用雷达来确定表面特性是人们所希望的,但已证明除非在有限的环境条件下,否则,它很难获得。



### 6.3 雷达测量的理论精度

噪声是雷达测量精度的最主要限制。雷达信号的信息提取理论大大得益于统计参数估计理论,正如检测理论得益于假设检验的统计理论一样<sup>[4]</sup>。本节将介绍雷达测量的理论精度表达式。假设信-噪比很大。通常就是这种情况,因为从 2.5 节可以看出,信号检测要求有大的信-噪比。检测必须在从目标回波中提取有意义的信息之前进行。进一步假设,和某一特定参数有关的测量误差与任何其他参数中的误差无关,精度只受接收机噪声限制,并且所有偏置误差都已分别考虑。误差的度量是测量值(估计值)和真实值之间差的均方根值(rms)。

本章给出的雷达测量  $M$  的理论均方根误差  $\delta M$  的表达式为

$$\delta M = \frac{kM}{\sqrt{2E/N_0}} \quad (6.2)$$

式中,  $k$  是大约为 1 的常数,  $E$  是接收信号能量,  $N_0$  是单位带宽噪声功率。以下内容的证明将在本节后面给出。

- 对于延时(距离)测量,  $k$  与频谱形状  $S(f)$  有关,  $M$  是脉冲的上升时间(与带宽成反比)。
- 对于基于多普勒频率的径向速度测量,  $k$  与时间波形  $s(t)$  的形状有关,  $M$  是频谱分辨力(和信号持续时间成反比)。
- 对于角度测量,  $k$  与孔径照射形状  $A(x)$  有关,  $M$  是波束宽度。

雷达理论精度可用不同方法推导得到,如(1)信号、噪声和待测量参数之间的简单几何关系<sup>[5]</sup>; (2)似然比<sup>[6]</sup>; (3)逆概率方法<sup>[7]</sup>; (4)经合理选择的选通函数,前接一个匹配滤波器<sup>[8]</sup>; (5)均方误差最小化<sup>[9]</sup>。

下面将图示说明波形是一个矩形脉冲时,寻找时延测量均方根误差的简单方法(第 1 种)。这种推导有些随便,但它有易懂的优点。幸运的是,对于矩形脉冲,简单方法和其他更深入的方法都给出类似的结果。

#### 时延(距离)精度—简化方法

距离  $R$  的测量是指雷达信号(波形)到达目标并且返回的往返时间  $T_R$  的测量。距离均方根误差为  $\delta R = (c/2)\delta T_R$ ,  $c$  是传播速度,  $\delta T_R$  是时延的均方根误差。这里描述的距离或时延测量是基于对视频脉冲的前沿定位,如图 6.1 所示。没被噪声污染的视频脉冲用实线表示,其形状不是理想的矩形,但有有限的上升和下降时间(零上升和下降时间要求有无限带宽)。噪声加到脉冲上的影响是使过门限的时间发生偏移,如图中的虚曲线所示。由于假定了大的信-噪比,可使无噪声脉冲(实曲线)前沿的斜率等于有噪声脉冲(虚曲线)前沿的斜率。在视频滤波器输出端幅度为  $A$  的脉冲的前沿斜率为  $A/t_r$ , 其中  $t_r$  为上升时间。由图 6.1 可以看出,信号加噪声(虚曲线)的斜率可写成  $n(t)/\delta T_R$ , 其中  $n(t)$  是脉冲过门限处的噪声电压,  $\delta T_R$  是时延测量误差。使无噪声脉冲前沿的斜率与有噪声脉冲的斜率相等,得到

$$A/t_r = n(t)/\delta T_R \quad (6.3)$$

由上式可得

$$[(\delta T_R)^2]^{1/2} = \delta T_R = \frac{t_r}{(A^2/n^2)^{1/2}} = \frac{t_r}{(2S/N)^{1/2}} \quad (6.4)$$

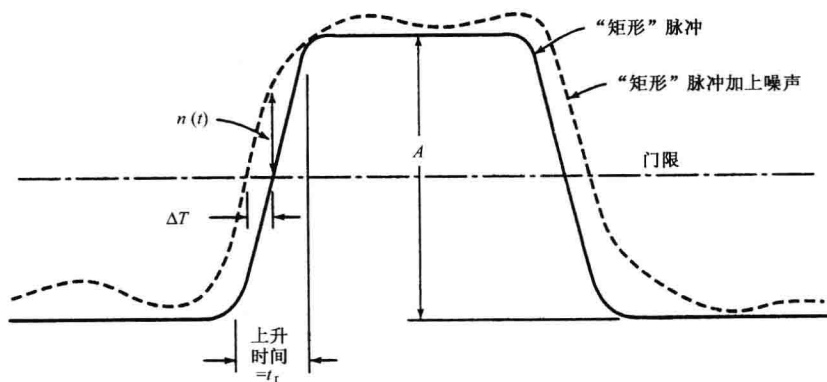


图 6.1 利用视频脉冲前沿测量时延,实曲线表示未被噪声污染的回波脉冲,虚曲线表示信号加噪声

式中,  $A^2/\overline{n^2}$  是视频信噪功率比。式(6.4)的最后部分根据矩形视频脉冲的信噪功率比等于  $2S/N$  而得到的,其中,  $S/N$  是接收机中频部分正弦脉冲的信噪功率比。这里假定为线性检波器和大的信-噪比。式(6.4)表明精确时延测量要求视频脉冲有短的上升时间和大的幅度。在该表达式中脉冲宽度没有明显出现。

如果视频脉冲的上升时间受到矩形中频滤波器频谱带宽  $B$  的限制,那么  $t_r \approx 1/B$ 。令  $S = E/\tau$  且  $N = N_0 B$ , 则时延误差可写成

$$\delta T_R = \left( \frac{\tau}{BE^2/N_0} \right)^{1/2} \quad (6.5)$$

式中,  $\tau$  是脉冲宽度,  $B$  是矩形滤波器的频谱带宽,  $E$  是信号能量,  $N_0$  是单位带宽的噪声功率。如果在视频脉冲的后沿进行类似的时延测量,且如果后沿噪声与前沿噪声无关,则可对这两次测量求平均,从而使时延精度改善  $\sqrt{2}$  倍,即

$$\delta T_R = \left( \frac{\tau}{4BE/N_0} \right)^{1/2} \quad (6.6)$$

判定脉冲前沿或后沿何时过门限就可以获得时延估计值,如图 6.1 所示,这个值将与相对于脉冲峰值的门限值有关。因此,为了确定采用脉冲前沿时的精确测量,门电平的选择是非常重要的。建议采用几种方法<sup>10~12</sup>中的其中一种来避免偏置误差。一种方法是采用自适应门限,门限电平始终与脉冲幅度成固定的比例。如果采用由脉冲前沿和后沿得到的两个时延的平均值且脉冲形状是对称的,则幅度变化不会产生理论偏差。

#### 时延精度和有效带宽

有一些基于似然比、逆概率和其他统计分析的方法<sup>[6~9]</sup>,所有这些方法都会产生如下的时延测量的均方根误差表达式

$$\delta R_R = \frac{1}{\beta(2E/N_0)^{1/2}} \quad (6.7)$$

式中,  $E$  是信号能量,  $N_0$  是单位带宽噪声功率,  $\beta$  为有效带宽,其定义为

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df} = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df \quad (6.8)$$

$\beta$  也称均方根带宽。有效带宽  $\beta$  是指  $(\beta/2\pi)^2$  为  $|S(f)|^2$  关于其均值的归一化二阶距。式(6.8)假定  $S(f)$  的均值位于  $f=0$  上, 其中  $S(f)$  是有正、负频率的视频频谱。有效带宽  $\beta$  与电子工程中碰到的其他带宽不同。它与半功率带宽或噪声带宽都没有关系。频谱能量越集中在频段的两端,  $\beta$  就越大, 且时延测量精度越高。

本书第1版(1962年)讨论了基于统计概念<sup>[6~8]</sup>推导式(6.8)的三种不同的方法。第2版(1980年)描述了该方程的一种推导方法<sup>[8]</sup>。这些方法在本版中没有介绍, 因为现在很少有人关注这一主题的数学方面。不过, 式(6.8)的应用是十分重要的, 下面将会讨论。

**矩形脉冲** 当在有效带宽式(6.8)中插入一个有零上升时间和零下降时间的理想矩形脉冲的频谱  $S(f)$  时, 所得结果  $\beta = -\infty$ , 这意味着  $\delta T_R = 0$ 。因此, 时延测量没有误差。这似乎很奇怪, 但是对于假定理想矩形脉冲来说是正确的。无限带宽意味着上升时间为零(斜率无限大), 所以噪声不会使门限跨越在时间上移位(如图6.1中有限上升时间的情况), 并且没有延迟误差。不过, 理想矩形脉冲要求有无限带宽是不可能的。因此, 实际的“矩形”脉冲的带宽必须是有限的, 它有有限的上升和下降时间, 并且时延的均方根误差将不为零。

为了获得有限带宽脉冲的有效带宽  $\beta$ , 假设宽度为  $\tau_r$  的理想中频(IF)矩形脉冲的频谱限制于有限频谱带宽  $B_s$ 。对于利用中频(IF)脉冲包络进行的时延测量而言, 等效于频谱宽度限制在  $\pm B_s/2$  之内的视频频谱  $S(f) = (\sin \pi f \tau_r) / \pi f \tau_r$ , 如图6.2所示(这里示出了视频频谱的正、负频率, 符合傅里叶分析的要求)。虽然这里考虑的分析是基于宽度为  $\tau_r$  的视频脉冲和视频带宽为  $B_s/2$  的低通滤波器, 但是结果与采用宽度为  $\tau_r$  的中频脉冲包络和带宽为  $B_s$  的中频带通滤波器是相同的。这种情况下  $\beta^2$  值可通过将式(6.8)的积分范围由  $(-\infty, +\infty)$  改为  $(-B_s/2, +B_s/2)$  求得, 于是可得

$$\beta^2 = \frac{(2\pi) \int_{-B_s/2}^{B_s/2} f^2 (\sin^2 \pi f \tau_r) / \pi^2 f^2 df}{\int_{-B_s/2}^{B_s/2} (\sin^2 \pi f \tau_r) / \pi^2 f^2 df} = \frac{\pi B_s \tau_r - \sin \pi B_s \tau_r}{\tau_r^2 \sin(\pi B_s \tau_r) + (\cos \pi B_s \tau_r - 1) / \pi B_s \tau_r} \quad (6.9)$$

式中,  $\sin(x)$  是由  $\int_0^x (\sin u) / u du$  定义的正弦积分函数。对于式(6.9)中比较大的  $B_s \tau_r$ , 乘积  $\beta^2 \tau_r^2$  趋于  $2B_s \tau_r$ , 或者

$$\beta^2 \approx \frac{2B_s}{\tau_r} \approx \frac{2}{\tau_r t_r} \quad \text{对于比较大的 } B_s \tau_r \quad (6.10)$$

式(6.10)中假设脉冲的上升时间  $t_r$  近似与频谱带宽  $B_s$  (频谱的总宽度, 而不是半功率带宽) 成反比。

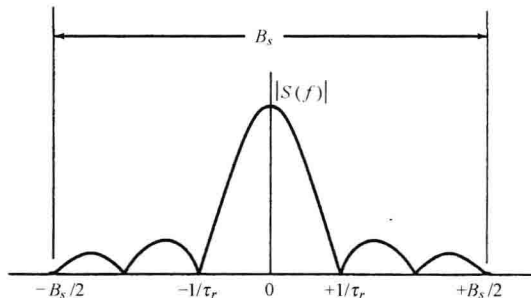


图 6.2 宽度为  $\tau_r$  的矩形脉冲的频谱为  $[(\sin \pi f \tau_r) / \pi f \tau_r]$ , 其频谱范围限制在  $\pm B_s/2$

将  $\beta^2$  的这个表达式代入式(6.7),得到时延均方根误差

$$\delta T_R = \left( \frac{\tau_r}{4B_s E/N_0} \right)^{1/2} = \left( \frac{t_r \tau_r}{4E/N_0} \right)^{1/2} \quad \text{矩形脉冲} \quad B_s \tau_r \gg 1 \quad (6.11)$$

这适用于大  $B_s \tau_r$  情况,或者当与脉冲宽度相比上升时间很小时。注意,除用  $B_s$  代替  $B$  表示频谱带宽和用  $\tau_r$  代替  $\tau$  表示脉冲宽度以外,以完全不同的方式推导出来的式(6.11)和式(6.6)是一样的。

对具有固定带宽  $B_s$  (或者固定上升时间)的长矩形脉冲而言,  $\beta = (2B_s/\tau_r)^{1/2}$  的值随着脉冲宽度  $\tau_r$  的增加而降低(变得更差)。因此,如果总能量保持不变,即使上升时间保持不变,时延精度随脉冲宽度的增加而减少(变差)。

在雷达应用中,  $B_s \tau_r \gg 1$  不会经常出现。下面考虑半功率带宽和脉冲宽度的乘积近似为 1 这种更常见的情况。

**准矩形脉冲** 如前所述,我们从宽度为  $\tau_r$  的理想矩形脉冲开始。图 6.2 中假定频谱范围  $B_s$  限制在矩形视频脉冲频谱的主要部分,即位于  $f=0$  的频谱峰值两边第一零点  $-1/\tau_r$  到  $+1/\tau_r$  范围内(正如前面所提到的那样,在傅里叶分析中积分时正负频率都要考虑)。因此中频频谱带宽范围为  $B_s = 2/\tau_r$ , 半功率带宽为  $B \approx B_s/2$  或  $B \approx 1/\tau_r$  (矩形脉冲的半功率带宽  $B$  和宽度  $\tau_r$  的乘积实际上等于 0.886;但是,为方便起见,通常取为 1。这更像雷达中  $B\tau = 1$  这一常见情况)。图 6.3 中实曲线表示通过带宽为  $B_s/2$  的视频低通滤波器后的脉冲波形,这相当于带宽为  $B_s$  的中频滤波器。虽然图 6.3 不像理想的矩形脉冲,但它将称为准矩形脉冲。通常情况下当脉冲雷达产生“矩形”脉冲时,实际上是在辐射与此相似的波形(在雷达中经常采用弧形脉冲,因为它对电磁频谱其他的使用者产生较少的带外干扰)。把  $B_s \tau_r = 2$  代入式(6.9),我们得到,  $\beta \tau_r$  非常很接近于 2.1;再将其代入式(6.7),得到均方根时延误差

$$\delta T_R = \frac{\tau_r}{2.1(2E/N_0)^{1/2}} \quad \text{准矩形脉冲} \quad B\tau_r \approx 1 \quad (6.12)$$

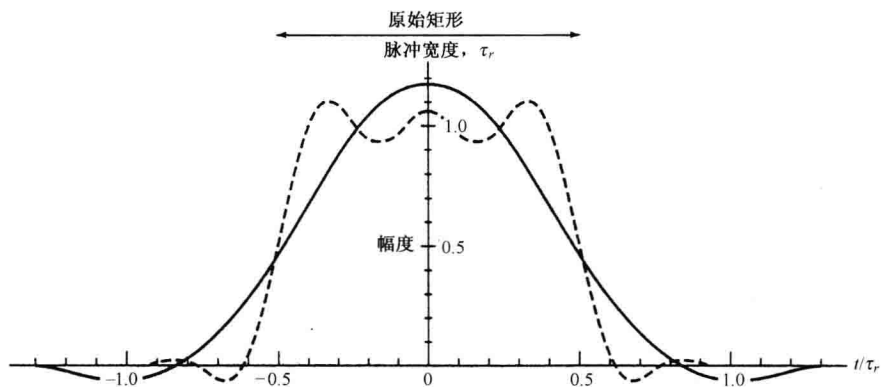


图 6.3 实线表示宽度为  $\tau_r$  的输入矩形脉冲通过带宽为  $B_v = B_s/2 = 1/\tau_r$  的低通矩形滤波器后的理论输出波形。它和通过一个带宽为  $B_s = 2/\tau_r$  的中频滤波器的输入宽度为  $\tau_r$  的正弦波矩形脉冲的输出波形的包络是一样的,在文中这种脉冲称为准矩形脉冲。虚线适用于  $B_s = 6/\tau_r$  的情况

该均方根时延误差表达式是一般雷达所用的常规脉冲的代表。由于矩形中频滤波器的带宽  $B_s = 2/\tau_r$ , 则  $\beta = 1.05B_s$ 。用中频频谱的半功率带宽  $B$ , 当  $B\tau_r = 0.886$  时,  $\beta = 2.4B$ , 或者当

$B\tau \approx 1$  时,  $\beta \approx 2.1B$ 。图 6.3 中给出了  $B_s\tau_r = 6$  时的虚曲线, 表示带宽  $B_s$  比准矩形脉冲宽很多时上升时间会更短。

在上面的分析中用符号  $\tau_r$  代替  $\tau$  表示脉冲宽度, 其目的是指出  $\tau_r$  是通过带宽为  $B_s$  (或者视频带宽为  $B_s/2$ ) 的矩形中频滤波器之前的理想矩形脉冲的宽度。假如  $\tau$  表示带宽为  $B_s = 2/\tau_r$  的滤波器的半功率脉冲宽度, 那么  $\tau = 0.625\tau_r$ 。在这个例子中有效带宽为  $\beta = 1.3/\tau$ 。

**梯形脉冲** 矩形脉冲有时可以用有限上升和下降时间的梯形脉冲来近似表示。假如梯形顶部的宽度为  $\tau_p$ , 上升和下降时间为  $t_r$ , 则时延测量均方根误差为

$$\delta T_R = \left( \frac{3\tau_p t_r + 2t_r^2}{12E/N_0} \right)^{1/2} \quad \text{梯形脉冲} \quad (6.13)$$

当上升时间  $t_r$  比梯形的顶部宽度  $\tau_p$  小时, 式(6.13)就变为

$$\delta T_R = \left( \frac{\tau_p t_r}{4E/N_0} \right)^{1/2} \quad t_r \ll \tau_p \quad (6.14)$$

此式与具有短上升时间的矩形脉冲情况下的式(6.11)是相同的。注意, 宽度  $\tau_p$  越大, 精度越差。

**三角脉冲** 当式(6.13)中的  $\tau_p = 0$  时, 脉冲就变成了三角脉冲, 其底边  $= 2t_r = \tau_B$ 。均方根误差就变为

$$\delta T_R = \frac{\tau_B}{12^{1/2} (2E/N_0)^{1/2}} \quad \text{三角脉冲} \quad (6.15)$$

用三角脉冲的  $(\sin^2 x)/x^2$  频谱的半功率带宽  $B$  (其中  $x = \pi f\tau_B/2$ ), 则有效带宽可以表示为  $\beta = 2.72B$ 。

对于三角和弧形脉冲(例如准矩形、高斯、或  $(\sin x)/x$  时间波形), 通过对脉冲波形求微分, 并且选择  $s'(t)$  过零的时刻(即  $s(t)$  的幅度为最大的那一点)就能求得时延。

**高斯脉冲** 考虑由高斯函数描述的脉冲

$$s(t) = \exp\left(-\frac{1.38t^2}{\tau^2}\right) \quad (6.16)$$

式中,  $\tau$  指半功率脉冲宽度, 其均方根时延误差为

$$\delta T_R = \frac{\tau}{1.18(2E/N_0)^{1/2}} = \frac{1.18}{\pi B(2E/N_0)^{1/2}} \quad (6.17)$$

式中,  $B$  是高斯脉冲频谱的半功率带宽。

**余弦脉冲** 余弦脉冲一个周期的正半部分也可表示实际的雷达脉冲。它的时间波形为  $\cos(\pi t/\tau_B)$ , 其中  $\tau_B$  是底部的宽度。它的有效带宽为  $\beta = \pi/\tau_B = 2.64B$ , 其中  $B$  = 半功率带宽。由  $s(t) = 1 - 4t^2/\tau_B^2$  给出的抛物线脉冲在形状上类似于余弦脉冲, 并且  $\beta = 3.16/\tau_B$ 。

**具有均匀频谱的脉冲** 均匀频谱宽度为  $B_u$  的波形的有效带宽为  $\beta = \pi B_u/\sqrt{3}$ 。时间波形的形式是  $(\sin \pi B_u t)/\pi B_u t$ 。时延均方根误差为

$$\delta T_R = \frac{\sqrt{3}}{\pi B_u (2E/N_0)^{1/2}} \quad \frac{\sin \pi B_u t}{\pi B_u t} \text{ 波形} \quad (6.18)$$

以上适用于具有大的时间带宽乘积的线性调频脉冲压缩波形。

**最小误差** 观察式(6.8)中  $\beta^2$  表达式的分子上的积分, 可以看出大  $\beta$  值可要求频谱能量集中在频谱带宽的极端[注意, 原点在  $S(f)$  的均值处]。因此, 考虑一个频谱的整个能量集中在视频频谱两端的  $\delta$  函数内, 例如,  $S(f) = \delta(f + B_s/2) + \delta(f - B_s/2)$ 。将该频谱代入式(6.8)

得到  $\beta = \pi B_s$ 。这是对于带宽为  $B_s$  的频谱而言所能得到的最大的  $\beta$  值。时间波形相当于两个正弦波,每个都是无限持续的,在频率上相隔  $B_s$  (当然,波形的持续时间不可能是无限的。如果持续时间  $\tau$  满足  $1/\tau \ll B_s$ , 结果还是近似相同的)。不过,这种波形会导致必须解决的距离模糊。当出现多个未分辨目标时,它就不能用了。

过去曾经考虑过用两个频率上相隔为  $B$  的连续波(CW)波形测量它们之间的相位差来进行距离测量<sup>[13, 14]</sup>。根据频率间隔为  $B$  的两频率相位差  $\Delta\phi$ ,可以得到时延

$$T_R = \frac{\Delta\phi}{2\pi B} \quad (6.19)$$

基于两个正弦波(每个都具有总能量的一半)的理论相位误差  $\delta\phi$  [ $\delta\phi = (2S/N)^{-1/2}$ ] 而得到的时延误差  $\delta T_R$ , 产生的值和上面把两个  $\delta$  函数频谱代入式(6.8)得到的值  $\beta = \pi B$  一样。

双频率连续波形可比其他波形拥有更宽的有效带宽(和更好的时延精度),但是由于其具有模糊度而使用不方便。在用这种方法进行距离测量的实际实现中,要用四个或五个频率来解模糊并获得好的精度<sup>[15]</sup>。

**其他考虑** 在式(6.7)和式(6.8)给出的时延误差表达式中,能量  $E$  是以归一化因子出现在有效带宽  $\beta$  中的, $i$  也出现在信号-噪声能量比  $(2E/N_0)$  中。能量可互相消去  $E$ , 于是均方根时延误差可以改写为

$$\delta T_R = \left[ \frac{N_0}{2 \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df} \right]^{1/2} \quad (6.20)$$

分母中的积分也可以表示为

$$\beta^2 E = \int_{-\infty}^{\infty} [s'(t)]^2 dt = - \int_{-\infty}^{\infty} s''(t) s(t) dt \quad (6.21)$$

由于  $\beta^2 \sim 1/E$ , 能量  $E$  不出现在  $\beta^2 E$  方程的右边。计算  $\beta$  时,式(6.21)有时比式(6.8)的积分更容易计算。式(6.21)意味着,当采用信号持续时间上具有很大一阶导数的波形时,可以得到精确的时延。

表 6.1 列出了这里讨论过的各种波形的有效带宽  $\beta$ 。表中各种波形的  $\beta^2 E$  没有太大的区别,因此不必仅仅为了时延的精度而过于关心应该选哪一种波形。三角波形理论上有很高的精度,但是脉冲中部斜率的间断性会在它产生的过程中,出现一些实际问题。弧形脉冲(高斯、余弦、准矩形)  $\beta$  值并不比三角脉冲低很多,并且它们能够更好地表示实际雷达脉冲的形状。雷达脉冲带宽几乎总是带宽有限的,因此,雷达脉冲是弧形脉冲,而不是有时在教科书中所看到的理想矩形脉冲。在弧形波形中余弦波似乎是一个很好的折衷选择。均匀频谱,如线性调频脉冲压缩波形的频谱,如果它的频谱范围  $B$  等于弧形脉冲的半功率带宽,则其精度与弧形脉冲相比大约低  $2/3$ ,但这个差别不是很大。

表 6.1 各种波形的有效带宽  $\beta$

波形形状	时间波形 $s(t)$	有效带宽 $\beta$
高斯脉冲	$\exp(-1.38t^2/\tau^2)$	$2.66B$ , 或 $1.18/\tau$
余弦脉冲	$\cos(\pi\tau_B)$	$2.64B$ 或 $3.4/\tau_B$
三角脉冲	$(2t/\tau_B) + 1 - \tau_B/2 < t < 0$ $-(2t/\tau_B) + 1 \quad 0 < t < \tau_B/2$	$2.72B$ 或 $3.46/\tau_B$
准矩形脉冲*	$S_i[\pi(B_s t + 1)] - S_i[\pi(B_s t - 1)]$	$2.38B$ 或 $2.1/\tau_r$ 或 $1.3\tau$

续表

波形形状	时间波形 $s(t)$	有效带宽 $\beta$
$B_s\tau_r=2; B\tau_r=0.886$ 宽度为 $B_u$ 的均匀频谱 带宽有限的矩形脉冲; $B_s\tau_r \gg 1$ 2 个 CW 正弦波, 间隔为 $B_s$	$(\sin\pi B_u t)/\pi B_u t$ $S_i[\pi B_s(t+\tau_r/2)] - S_i[\pi B_s(t-\tau_r/2)]$ 视频频谱 $\delta(f+B_s/2) + \delta(f-B_s/2)$	$1.8B_u$ 或 $2.04/\tau$ $1.4 \sqrt{B_s/\tau_r}$ $3.14B_s$

$B_s$  = 频谱范围,  $B$  = 半功率带宽,  $\tau$  = 半功率脉冲宽度,  $\tau_r$  = 原始矩形脉冲宽度,  $\tau_B$  = 脉冲底部宽度,  $S_i[x] = x$  的正弦积分函数。\* 被认为是许多脉冲波形的典型形式。

### 频率和径向速度精度

雷达中的频率测量是多普勒频移的测量。正如前面所提到的, 根据多普勒频移  $f_d = 2v_r/\lambda$ , 其中  $\lambda$  是雷达波长, 可以得出速度的径向分量  $v_r$ 。径向速度的均方根误差为  $\delta v_r = (\lambda/2)\delta f_d$ , 其中  $\delta f_d$  是多普勒频移的均方根误差。

利用逆概率方法, Roger Manasse<sup>[16]</sup> 证明频率测量中的均方根误差为

$$\delta f = \frac{1}{\alpha(2E/N_0)^{1/2}} \quad (6.22)$$

式中

$$\alpha^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (2\pi t^2) s^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t) dt} \quad (6.23)$$

而  $s(t)$  是输入信号, 它是时间的函数。注意到  $\delta f$  的表达式和式(6.7)中  $\delta T_R$  的表达式, 以及  $\alpha$  和  $\beta$  的表达式都具有类似性。参数  $\alpha$  是信号的有效持续时间,  $(\alpha/2\pi)^2$  是  $s^2(t)$  关于平均信号出现时间的归一化二阶矩, 平均时间取为 0。[如果均值不为零而是其他某个值  $t_0$ , 则式(6.23)分子中的被积函数将为  $(2\pi)2(t-t_0)2s^2(t)$ 。]

**矩形脉冲** 对于宽度为  $\tau$  的理想矩形脉冲,  $\alpha^2$  的值是  $\pi^2\tau^2/3$ ; 因此, 频率均方根误差为

$$\delta f = \frac{\sqrt{3}}{\pi\tau(2E/N_0)^{1/2}} \quad (6.24)$$

脉冲越长, 频率测量的精度越高。该式也可应用于连续波雷达进行频率测量, 因为连续波测量的观察时间等效于脉冲的持续时间  $\tau$ 。

**准矩形脉冲** 对于图 6.2 的带宽限制的矩形脉冲,  $\alpha^2$  值为

$$\alpha^2 = \frac{\pi^2\tau_r^2}{3} \frac{\sin(\pi B_s\tau_r) + \frac{\cos(\pi B_s\tau_r) - 3}{\pi B_s\tau_r} - \frac{2\sin\pi B_s\tau_r}{(\pi B_s\tau_r)^2} - \frac{8[\cos(\pi B_s\tau_r) - 1]}{(\pi B_s\tau_r)^3}}{S_i(\pi B_s\tau_r) + [\cos(\pi B_s\tau_r) - 1]/\pi B_s\tau_r} \quad (6.25)$$

式中,  $\tau_r$  是通过带宽为  $B_s$  的矩形滤波器以后的矩形脉冲宽度,  $S_i(x)$  是  $x$  的正弦积分函数。当  $B_s\tau_r \rightarrow \infty$  时,  $\alpha^2$  趋近  $\pi^2\tau_r^2/3$ , 这与理想矩形脉冲所得到的值是相同的。

在先前对时延均方根误差的讨论中, 考虑的是  $B_s\tau_r=2$  的准矩形脉冲。对于这种情况, 由式(6.25)可得  $\alpha^2=1.6\tau_r$ , 其中  $\tau_r$  是矩形脉冲通过带宽为  $B_s$  的矩形滤波器之前的宽度。该脉冲通过有限带宽滤波器之后的半功率宽度  $\tau$  为  $0.625\tau_r$ , 故  $\alpha=2.6\tau$ 。

理想矩形脉冲  $\alpha$  的值是有限的, 即使理想矩形脉冲的  $\beta$  值是无限的。不过, 对于具有带宽为  $B$  的理想矩形频谱的波形而言, 有效持续时间  $\alpha$  将是无限的。这种频谱对应于无限持续的时间波形  $(\sin x)/x$ , 其中  $x=\pi Bt$ 。任何实际的波形必定受时间的限制。因此,  $\alpha$  是有限



的。可以用类似于求带宽有限矩形脉冲时延误差的方式来求具有类似矩形频谱、时间有限波形的频率误差。时间波形 $(\sin x)/x$ 的持续时间限制为 $T_s$ ,就像 $(\sin x)/x$ 的频谱带宽被限制为 $B_s$ 一样。由式(6.11)可以得到频率误差,除带宽和频率的角色反过来之外。在式(6.11)中,用 $\delta f$ 代替时延误差 $\delta T_R$ ,用脉冲宽度 $B$ 代替带宽 $\tau_r$ ,信号持续时间 $T_s$ 代替带宽 $B_s$ 。

**梯形脉冲** 用梯形脉冲进行频率测量的理论均方根误差为

$$\delta f = \frac{(3\tau_p + 2t_r)^{1/2}}{2\pi \left( \frac{\tau_p^3}{4} + \frac{\tau_p^2 t_r}{2} + \frac{\tau_p t_r^2}{2} + \frac{t_r^3}{5} \right)^{1/2} \left( \frac{2E}{N_0} \right)^{1/2}} \quad (6.26)$$

上升和下降时间为 $t_r$ ,梯形上底的宽度为 $\tau_p$ 。例如,假设 $t_r = \tau_p/2$ ,则 $\alpha$ 的值为 $0.81\pi\tau_p$ 。当 $t_r$ 与 $\tau_p$ 相比为小时, $\alpha$ 的值接近 $\pi\tau_p/\sqrt{3}$ ,这和上面对理想矩形脉冲的情况是一样的。

**三角脉冲** 可在梯形脉冲的表达式中设 $\tau_p = 0$ 且 $2t_r = \tau_B$ ,其中 $\tau_B$  = 三角波形的底边宽度,就可得到三角脉冲的表达式

$$\delta f = \frac{(10)^{1/2}}{\pi\tau_B(2E/N_0)^{1/2}} \quad \text{三角脉冲} \quad (6.27)$$

**高斯脉冲** 高斯脉冲的频率均方根误差为

$$\delta f = \frac{1.18}{\pi\tau(2E/N_0)^{1/2}} = \frac{B}{1.18(2E/N_0)^{1/2}} \quad \text{高斯脉冲} \quad (6.28)$$

式中, $\tau$  = 半功率脉冲宽度, $B$  = 半功率带宽。

**多次观测** 这里给出的时延和频率的误差表达式适用于单次观测。当进行一次以上的独立测量时,合成误差会减小,且可采用普通方式通过高斯统计误差的合成而得到: $N$ 次独立观测的方差( $\delta T_R$ 或 $\delta f$ 的平方)等于单次观测的 $1/N$ 。另一方面,如果能量 $E$ 是 $N$ 个脉冲的总能量,单个脉冲的表达式也适用于多个脉冲。以上假定对于 $N$ 次测量中的每次测量而言,有效带宽 $\beta$ 或者有效持续时间 $\alpha$ 都保持不变。

**不定性原理的确定性**

有效带宽和有效持续时间 $\alpha$ 的乘积必须等于或大于 $\pi$ ,即

$$\beta\alpha \geq \pi \quad (6.29)$$

该关系式可根据式(6.8)和式(6.23)所给的 $\beta$ 和 $\alpha$ 的定义,采用Schwartz不等式(5.11)推导出来。它是时间波形及其频谱之间的傅里叶变换关系的结果。波形持续时间越长,它的频谱越窄。频谱越宽,时间波形越窄。时间波形及其频谱不能同时任意小。

式(6.29)有时称为雷达不定性原理,因为它与量子物理中的重要概念Heisenberg不定性原理相类似。物理不定性原理是指一个物体(例如亚原子粒子)的位置和速度不能同时被准确地测量出来<sup>[17]</sup>。实际上式(6.29)对雷达信号有相反的解释,因此把其归为雷达不定性原理是不恰当的。由该式可知,对于雷达同时定位目标位置和确定目标速度来说,理论上不会存在精度限制。式(6.7)的均方根时延误差和式(6.22)的均方根频率误差的乘积为

$$\delta T_R \delta f = \frac{1}{\beta\alpha(2E/N_0)} \quad (6.30)$$

把不等式(6.29)代入上式得到

$$\delta T_R \delta f \leq \frac{1}{\pi(2E/N_0)} \quad (6.31)$$

这表明时延和频率可以同时测量,并且具有与设计雷达时所期望的任意小理论误差,只要雷达能使信号能量( $E$ )和每单位带宽噪声功率( $N_0$ )之比足够大,或者,对于固定的  $E/N_0$ ,选择具有大  $\beta\alpha$  乘积的波形。大  $\beta\alpha$  乘积需要长持续时间的波形和宽的频谱带宽。利用距离精度  $\delta R$  和径向速度精度  $\delta v_r$  表示,式(6.31)可以写为

$$\delta R \delta v_r \leq \frac{c\lambda}{4\pi(2E/N_0)} \quad (6.32)$$

式中,  $\lambda$  = 雷达波长,  $c$  = 传播速度。这表明波长越短,距离和径向速度同时测量的精度就越好。

雷达同时测量距离和径向速度没有不确定性。雷达的“不确定关系”和物理中用来表述量子力学效应的不定性原理不应该混淆。在量子力学中,观察者对用来观察量子粒子的波形不能加以控制。另一方面,雷达工程师可以选择  $\beta\alpha$  的值、信号能量  $E$  和到某种程度的噪声密度  $N_0$ 。对传统雷达测量精度方面的所有限制都是实际限制。

推导式(6.29)时 Schwartz 不等式的使用表明,同时获得精确时延和频率测量的最差波形是  $\beta\alpha = \pi$  ( $\beta\alpha$  的最小理论允许值)时的波形。这对应于高斯形脉冲。准矩形脉冲的  $\beta\alpha = 1.22\pi$ , 上升时间  $t_r = \tau_p/2$  的梯形脉冲的  $\beta\alpha = 1.4\pi$ 。因此,简单形状的波形的  $\beta\alpha$  乘积没有太大的差别。大的  $\beta\alpha$  值需要脉冲的内部调制,使带宽比脉冲宽度的倒数大得多。这就是脉冲压缩波形中所作的,将在本章的后面讨论(6.5节)。

### 角度精度

天线测量到达角的理论精度表达式来自上面所讨论的时延测量精度。这是可能的,因为空域(角度)和频谱(频率)域数学上是相似的。第9章给出在一个平面内天线的一维电场强度方向图

$$g(\theta) = \int_{-D/2}^{+D/2} A(z) \exp\left(j2\pi \frac{z}{\lambda} \sin\theta\right) dz \quad (6.33)$$

式中,天线长度为  $D$ ,并处于  $z$  轴上。 $A(z)$  是孔径上的电流分布(叫孔径照射),  $\lambda$  = 雷达波长,  $\theta$  = 由侧射方向测到的角度( $\theta=0$  表示和天线垂直)。这是一个傅里叶逆变换,与时间波形  $s(t)$  和频谱  $S(f)$  间的傅里叶逆变换相似。

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (6.34)$$

天线方向图  $g(\theta)$  可以与  $s(t)$  时间波形相关,  $\sin\theta$  与时间  $t$  相关,而孔径坐标  $z/\lambda$  与频率  $f$  相关。关于频域中信号所得到的信息通常可应用到空域中的信号——反之亦然,利用上面的类似,由式(6.7)和式(6.8)可得角度测量的均方根误差为

$$\delta\theta = \frac{1}{\gamma(2E/N_0)^{1/2}} \quad (6.35)$$

式中,有效孔径宽度  $\gamma$  定义为

$$\gamma^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (2\pi z/\lambda)^2 |A(z)|^2 dz}{\int_{-\infty}^{+\infty} |A(z)|^2 dz} \quad (6.36)$$

有效孔径宽度是  $|A(z)|^2$  关于均值  $z$  的归一化二阶矩平方根的  $2\pi$  倍。平均值在  $z=0$  处。

对于孔径上具有均匀(矩形)幅度照射的天线而言,理论角度测量误差为

$$\delta\theta = \frac{\sqrt{3}\lambda}{\pi D(2E/N_0)^{1/2}} = \frac{0.628\theta_B}{(2E/N_0)^{1/2}} \quad (6.37)$$

式中,最右边的表达式利用了该孔径照射的波束宽度的半功率波束宽度  $\theta_B = 0.88\lambda/D$  这一关系。 $\delta\theta$  和  $\theta_B$  的单位是弧度。对尺寸为  $D$  的孔径上的余弦照射  $A(z) = \cos(\pi z/D)$  (其中  $|z| \leq D/2$ ),有效孔径宽度  $\gamma$  为  $1.33D/\lambda$  或  $1.37/\theta_B$ 。三角照射具有  $\gamma = 0.99D/\lambda$ ,而对于抛物线照射  $\gamma = 0.93D/\lambda$ 。

### 测量的共同性

在雷达中,距离、角度和径向速度的测量是以不同方法进行的,但它们都用到确定时间波形最大值位置这一概念,这和图 6.4 中相似。该图可以表示雷达回波时间波形和对时延(距离)的测量,或者表示扫描天线方向图 and 角度测量,或者可以在提供径向速度的可调滤波器输出端观察多普勒频率。距离、角度或者径向速度当“信号”达到最大值时确定。

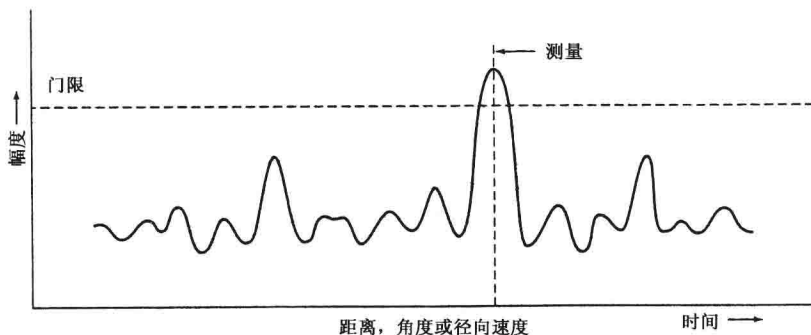


图 6.4 通过观察波形是时间、角度或者频率的函数而进行的距离、角度位置或径向速度雷达测量

## 6.4 模糊图

在 5.2 节中曾经提到匹配滤波器的输出为(1)接收信号加噪声和(2)发射信号复制品二者间的互相关。当信-噪比很大时(对于检测必须很大),匹配滤波器的输出通常可以用发射信号的自相关函数来近似表示,也即噪声被忽略了。这假设了没有多普勒频移,从而接收到的回波信号和发射信号具有相同的频率。不过,在许多雷达应用中目标是移动的,使得其回波信号有一个多普勒频移。因而,匹配滤波器的输出不再是发射信号的自相关函数,而必须将它考虑成多普勒频移的接收信号和发射信号间的互相关;由于假设信-噪比很大,噪声忽略不计。

匹配滤波器输出是时间和多普勒频率的函数。这一特征对于理解雷达波形特性,特别是其对测量精度、目标分辨力、距离和径向速度模糊度和杂波响应等的影响是很重要的,下面将对匹配滤波器输出的这些方面进行考查。

当接收回波信号比噪声大时,匹配滤波器输出式(5.17)可以写成下列互相关函数

$$\text{匹配滤波器的输出} = \int_{-\infty}^{\infty} s_r(t) s^*(t - T'_R) df \quad (6.38)$$

式中,  $s_r(t)$  是接收回波信号,  $s(t)$  是发射信号,  $s^*(t)$  是  $s(t)$  的复共轭,  $T'_R$  是时延估计(考虑成一个变量)。假设使用复数符号,从而发射信号可写成  $u(t) \exp[j2\pi f_0 t]$ , 其中  $u(t)$  是复调制函数,其幅度  $|u(t)|$  是实信号的包络,  $f_0$  是载波频率。假设接收回波信号  $s_r(t)$  和发射信号相同,但前者有一个多普勒频移  $f_d$ , 并且其时延等于真实时延  $T_0$ 。因此,

$$s_r = u(t - T_0) \exp[j2\pi(f_0 + f_d)(t - T_0)] \quad (6.39)$$

(由于雷达公式中的因子引起的幅度变化在这里忽略不计)。有了上面的定义,匹配滤波器的输出为

$$\text{输出} = \int_{-\infty}^{\infty} (t - T_0) u^*(t - T'_R) e^{j2\pi(f_0 + f_d)(t - T_0)} e^{-j2\pi f_0(t - T'_R)} dt \quad (6.40)$$

为便于理解该方程,取原点为真正的时延和发射频率。因此,  $T_0 = 0, f_0 = 0$ 。则  $T_0 - T'_R = -T'_R = T_R$ , 于是,匹配滤波器的输出为

$$\chi(T_R, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t + T_R) e^{j2\pi f_d t} dt \quad (6.41)$$

正时延  $T_R$  表示在真正目标时延  $T_0$  以外的一个目标,正多普勒频率  $f_d$  表示一个正在逼近的目标<sup>[18, 19]</sup>。式(6.41)的幅度平方  $|\chi(T_R, f_d)|^2$  称为模糊函数,其三维图形是模糊图<sup>[20]</sup>,它是时延  $T_R$  和多普勒频率  $f_d$  的函数。

### 模糊图性质

模糊函数  $|\chi(T_R, f_d)|^2$  有下列性质。

$$\text{最大值: } |\chi(T_R, f_d)|_{\max}^2 = |\chi(0, 0)|^2 = (2E)^2 \quad (6.42)$$

$$\text{对称关系: } |\chi(-T_R - f_d)|^2 = |\chi(T_R, f_d)|^2 \quad (6.43)$$

$$T_R \text{ 轴上的特性: } |\chi(T_R, 0)|^2 = \left| \int u(t) u^*(t + T_R) dt \right|^2 \quad (6.44)$$

$$f_d \text{ 轴上的特性: } |\chi(0, f_d)|^2 = \left| \int u^2(t) e^{j2\pi f_d t} dt \right|^2 \quad (6.45)$$

$$\text{表面下的体积: } \iiint |\chi(T_R, f_d)|^2 dT_R df_d = (2E)^2 \quad (6.46)$$

式(6.42)表明模糊函数的最大值在原点位置,它是多普勒频移  $f_d = 0$  时目标的真实位置。最大值为  $(2E)^2$ ,其中  $E$  是回波信号能量。式(6.43)是一个对称关系。式(6.44)是时延轴上的模糊函数形式,它是  $u(t)$  自相关函数的平方。式(6.45)描述了频率轴的特性,它是  $[u(t)]^2$  傅里叶逆变换的平方。模糊图下的总体积由(6.46)式给出,它是一个常数,也等于  $(2E)^2$ 。(上述方程的积分限都为  $(-\infty \sim +\infty)$ 。)

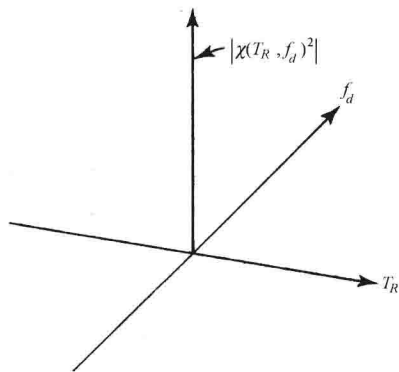


图 6.5 理想而实现不了的模糊图

### “理想”模糊图

如果没有理论限制,“理想”模糊图将由原点处为无限细而其他地方均为零的单个尖峰组成,如图 6.5 所示。这是一个冲激函数,没有距离和多普勒频率(径向速度)模糊。在原点的无限细(或者是非常小)将使时延和/或频率能同时确定并达到任意高的精度,它也可以分辨两个距离非常近的空间目标,并抑制所有杂波,除原点处杂波外。不会有模糊响应。不过,这种非常希望的模糊图在理论上是不允许的,也不可能获得,因为式(6.42)要求模糊函数的最大值等于  $(2E)^2$ ,并且,要求由式(6.46)所给出的其表面下的体积也必须等于  $(2E)^2$ 。

可以通过想像一箱沙子来考虑模糊图的限制<sup>[21]</sup>。箱子中沙子的总量是固定的,就像模糊图中体积被信号能量  $E$  固定为  $(2E)^2$  一样。沙子可以在箱子的中央堆积起来(模糊图的原点),但它的高度不能大于  $(2E)^2$ 。如果试图将箱子中央的沙子堆成很窄的堆(以获得良好的精度和分辨力),则必须将剩下的沙子在箱子内其他地方重新分配。这样沙子可堆积在箱子中的其他地方,这意味着会导致距离和/或多普勒模糊。因此,模糊图的特性表明,必须在分辨力、精度和模糊度之间有一个折衷。

图 6.6 是对良好模糊图的一个近似。由于只有单个尖点,波形不会产生模糊。通常,当只获得一个尖峰时,就像这里所示的一样,则沿时延轴和多普勒频率轴波形会很宽,从而使精度和分辨力都较差。在实际中,通常在靠近原点附近狭窄区域外面的模糊图某处,波形会有大响应。实际波形不会与理想模糊图相近似,甚至不会与图 6.6 这个更现实的形式相近似。

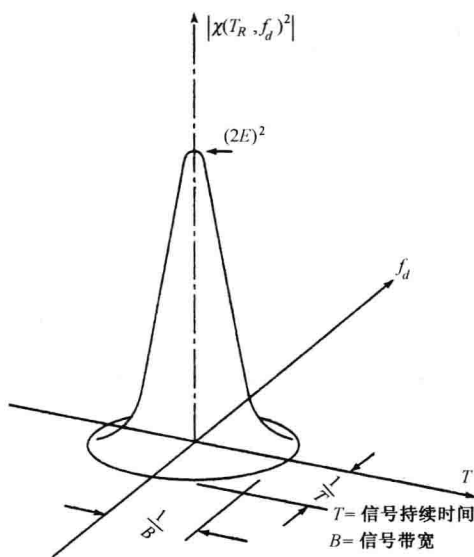


图 6.6 一个近似理想的模糊函数限制条件为,在原点的值始终为  $(2E)^2$  而且  $|\chi(T_R, f_d)|$  表面下的体积也由  $(2E)^2$  给出

### 单个正弦波脉冲和脊背模糊图

对于宽度为  $\tau$  的单个矩形脉冲, A. W. Rihaczek 和 R. L. Mitchell 用计算机生成的  $|\chi|T_R, f_d|$  三维图如图 6.7 所示(注意,这里画出的是模糊函数的平方根的幅度)。可以看到时间轴 ( $f_d=0$ ) 上匹配滤波器输出的三角形状和频率轴上的  $(\sin x)/x$  形状。

通常可以由较简单的二维图形获得模糊图的关键信息,如图 6.8(a)、6.8(b)所示。图 6.8(a) 宽度为  $\tau$  的长脉冲;图 6.8(b) 为窄脉冲。用阴影来表示各种区域:  $|\chi|T_R, f_d|$  为大值区(深黑色区域)、小值区(稍有阴影区域)和零响应区(无阴影)。单个脉冲图示出了大部分响应是一个全阴影椭圆区,在该区域中  $|\chi|^2$  值很大。在时间轴上  $\pm\tau$  以外没有响应。时延测量误差与  $\tau$  成正比,而频率测量误差与  $1/\tau$  成正比。图 6.8(a) 表示对长脉冲有良好的频率测量精度和较差的时延精度。图 6.8(b) 表示对窄脉冲有相反的结果。该模糊图表明,当简单脉冲波形的距离精度改善时,频率精度就会变差,反之亦然(这可由前面箱子中沙子这一类似情况得出)。窄脉冲具有多普勒容错性,即如果有严重的多普勒频移,则单个匹配滤波器会产生良好的输出,也就是说,当有多普

勒频移时,与零多普勒频移相匹配的滤波器输出不会有太大的变化。另一方面,由于多普勒频移,长脉冲将使输出减小很多,因此,它不具有多普勒容错性。这就是 MTI 雷达中为什么有时用多普勒滤波器组来覆盖预期的多普勒频率范围的原因。单个脉冲的模糊图叫做“脊背”或者“刀锋”。

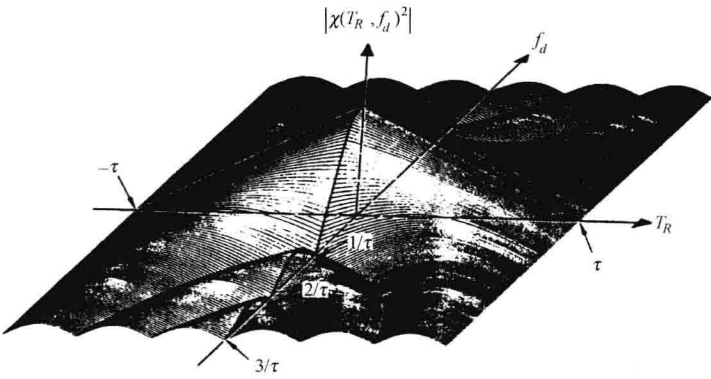


图 6.7 宽度为  $\tau$  的简单矩形脉冲的  $|\chi|T_R, f_d|$  图(根据 A. W. Rihaczek 和 R. L. Mitchell<sup>[22]</sup>)

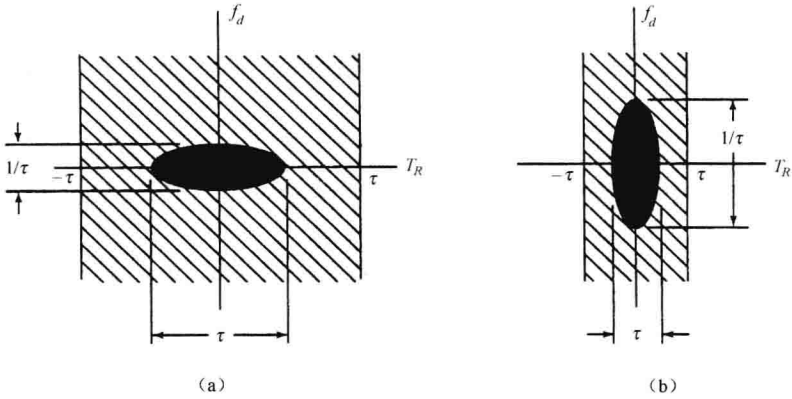


图 6.8 一个宽度为  $\tau$  的单个正弦波脉冲模糊图,(a)长脉冲,(b)窄脉冲

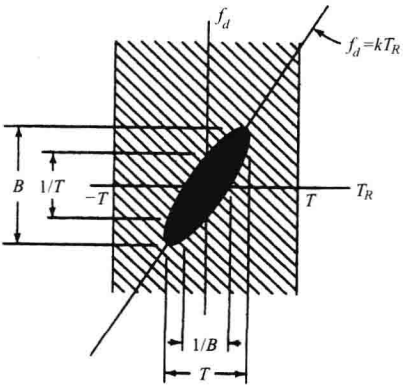


图 6.9 一个宽度为  $T$ 、带宽为  $B$  的单个线性频率调制脉冲的二维模糊图

### 单个线性调频脉冲

在带宽  $B$  上通过对矩形脉冲的线性频率调制是可产生“脊背”或者“刀刃”形模糊图的另一个例子,如图 6.9 的二维图所示。脉冲宽度  $T$  与  $1/B$  相比是大的。频率调制增大了脉冲的频谱带宽,使得  $BT \gg 1$ 。脊背出现在由斜率  $B/T$  所确定的角度上。时延测量精度与  $1/B$  成正比,而频率(如果可以测量的话)的精度与  $1/T$  成正比。由于脉冲宽度  $T$  和带宽  $B$  可以相互独立地选择,因而时延精度和频率精度也可以相互独立,这和简单的、无调制矩形脉冲时延精度和频率精度不一样。

### 周期脉冲串

如图 6.10(a)所示,考虑一串五个脉冲的序列,每个脉冲的宽度为  $\tau$ ,脉冲重复周期为  $T_P$ ,总的持续时间为  $T_d$ ,其模糊图的二维表示如图 6.10(b)所示。这类模糊函数叫作“钉床”。在整个模糊图中,存在许多可能的距离和多普勒(盲速)模糊,比如本文前面所遇到的。模糊是由波形的不连续性导致的,这就是为什么模糊不在单个脉冲中出现的原因。初一看像由脉冲串产生的模糊使它成为一个差的雷达波形。正如第 3 章中所看到的,脉冲串广泛用于脉冲多普勒和 MTI 雷达中,且可经常适当解决、避免或(有时)忽略模糊度。

检查图 6.10(b)中模糊图的中心(原点)。原点处尖脉冲在时间轴上的宽度为  $\tau$ ,频率轴上的宽度为  $1/T_d$ 。时延测量精度(由脉冲宽度决定)和频率精度(由信号持续时间决定)可以独立选择。如果脉冲重复周期  $T_P$  是这样的,即没有雷达回波的时延大于脉冲重复周期  $T_P$ ,则有效模糊图降低到仅在原点上的一个尖峰,其大小由  $\tau$  和  $T_P$  确定。因此,脉冲串可以是一个很好的雷达波形。产生的模糊可以用不同的脉冲重复频率(见 2.10 节和 3.9 节)来解。许多雷达都采用这种类型波形的事实证明,其作用远比任何基于模糊图的分析要好。

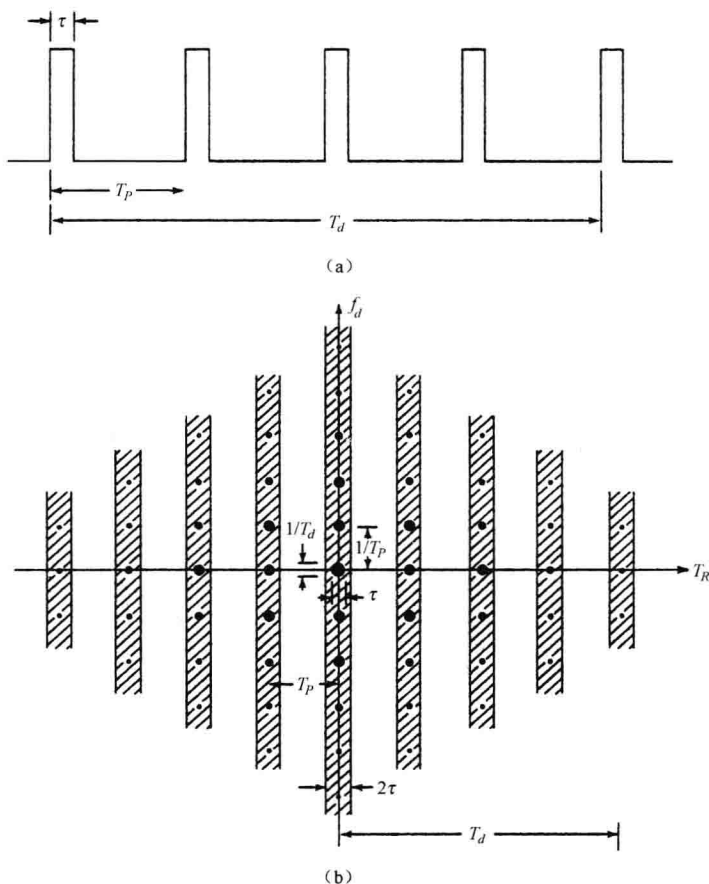


图 6.10 (a) 五个脉冲的视频脉冲序列, (b) (a) 的模糊图的二维图



虽然这种讨论适用于脉冲串,但是采用这类波形的信号处理几乎总与图 6.10 所假定的不同。脉冲串的模糊函数是为整个脉冲串设计的匹配滤波器的输出。这就是为什么图 6.10 五脉冲模糊图中当输入是五个等幅脉冲时,输出(五脉冲自相关函数)由九个不同幅度的脉冲(时间)组成的原因。不过,脉冲雷达通常不是为  $N$  个脉冲匹配滤波器设计的,相反,脉冲雷达通常采用对单个脉冲匹配的一个滤波器,然后积累  $N$  个脉冲。

### 噪声类波形和“图钉”模糊图

噪声波形具有叫作图钉的模糊度函数,这和图 6.11 中的相类似。纯噪声波形在雷达上很少采用,但恒定幅度噪声类波形已用于产生图钉模糊图。这方面的例子包括非单调频率调制和相位或频率的伪随机变化。这些将在本章后面讨论脉冲压缩主题时讨论。

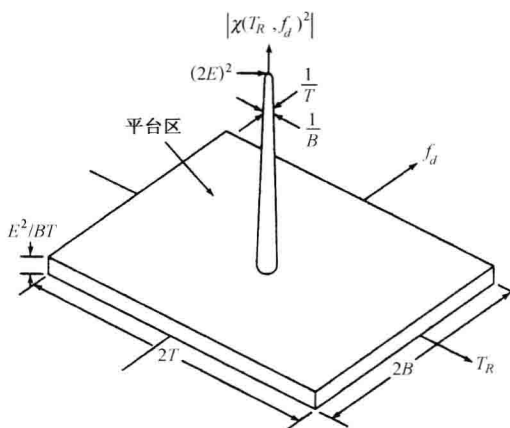


图 6.11 理想的图钉状模糊图,可能由类噪声波形或伪随机编码脉冲波形(未给出副瓣结构的细节)产生

图钉的好处是,时延和频率测量的精度可分别由调制带宽和脉冲持续时间独立确定。没有明显的模糊度。除了放置平台上的主响应之外,它和图 6.6 中的理想模糊度函数是相似的。该平台在时间轴上延伸  $2T$ ,而在频率轴上延伸  $2B$ 。当  $BT$  的乘积很大时,峰值响应下的体积与总体积相比是小的,而且几乎所有的体积都在平台中。因此,对于大  $BT$  乘积[基于式(6.46)]而言,平台的平均高度近似为  $E^2/BT$ 。

正如图 6.11 所示的那样,图钉模糊图看来是很有吸引力的,但它过于简化,当检查实际波形时会产生误解。平台不会如图所示那么均匀。模糊函数的大部分体积被限制在  $|T_R| < T/2$  和  $|f_d| < B/2$  之间<sup>[23]</sup>,而且,当有多普勒频移时,旁瓣较高,并且引起虚假响应。后面将提到的一些波形,当  $f_d = 0$  时可以产生低的旁瓣;但是,当检测运动目标要求有良好的多普勒滤波而无虚假响应时,应该谨慎地看待这些波形。

### 波形设计和模糊图

雷达发射的波形可以影响:(1)目标检测,(2)测量精度,(3)分辨力,(4)模糊度,(5)杂波抑制。模糊图可以用来定性评价一个特定波形在实现这些能力方面到底有多好。下面将简要讨论上面提到的五种能力。

**检测** 在 5.2 节中曾提到,如果接收机设计成一个匹配滤波器,则输出的峰值信号-平均

噪声比(与目标检测能力有关)仅与接收信号的能量  $E$  和单位带宽接收机噪声功率  $N_0$  有关。检测不会对发射波形的形状有要求,除非:(1)要能实际产生并发射波形,(2)要求实际实现波形所需要的匹配滤波器。因此,模糊图很少用来评定一个特定波形的检测能力,除了指出信号是否含有足够的能量以外。

**精度** 距离和径向速度测量精度通过原点处主响应来显示。沿时间轴的宽度决定了距离(时延)精度,沿频率轴的宽度决定了径向速度精度。

**分辨力** 中心响应宽度也决定了雷达波形的距离和径向速度分辨能力。为了分辨相距很近的目标,中心响应必须是孤立的,在主瓣附近不能有另外的峰值,因为它将掩盖附近目标的回波信号。

**模糊度** 当雷达波形不连续时,雷达测量中会出现模糊。例如,一串脉冲是非连续的,因此它可引起距离(时延)和速度(频率)模糊。模糊测量不只有一种选择可采用,但只有一种是正确的。模糊在模糊图中以附加的高响应出现,大小类似于原点处峰值响应。如果不采取措施将正确值与错误值分辨开来,就不能将目标的正确响应与附加响应相区分。

$|\chi(T_R, f_d)|^2$  被称为模糊函数可引起误解,因为该函数更多地描述波形特性而不仅仅是它产生的模糊。Woodward<sup>[24]</sup>创造的这一名称是因为一个完全不同的理由,它与非连续波形的模糊度无关。建议读者不要被试图理解术语“模糊度”作为  $|\chi(T_R, f_d)|^2$  这一函数名称的模糊应用而分散注意力。

**杂波衰减** 距离和速度分辨力可增强目标信号回波相对附近分布式杂波回波的大小。在模糊图的  $T_R$ 、 $f_d$  平面上将杂波回波位置(存储在杂波图中)相重叠,就可显示模糊图中波形的杂波抑制能力。如果雷达有良好的杂波抑制能力,则模糊图上高杂波回波区的响应很小或没有。例如,窄脉冲波形将减少距离上广泛分布的静止杂波,因为这种波形的模糊函数在时间(距离)轴上几乎没有响应。

**波形合成** 有理由要问,是否可以首先定义一个想要的模糊图,然后合成产生这个模糊图的信号,这样来获得雷达波形。以往还没有证明这种合成是否取得成功。更多的是计算各种波形的模糊图并确定它们中的哪些有适合预期应用的特性。

## 6.5 脉冲压缩

正如表 6.2 所列能力表所表明的那样,用窄脉冲可以获得的高距离分辨力对于许多雷达应用来说是重要的。不过,窄脉冲的应用也有局限性。由于脉冲的频谱带宽与脉宽成反比,因此,窄脉冲的带宽很大,而大带宽会提高系统的复杂性,对信号处理提出更高的要求,增加了对来自电磁频谱的其他用户干扰的可能性。另一种限制是在一些高分辨率雷达中,常规显示器所具有的有限分辨单元数可能导致相邻回波信号显示时重叠;如果检测决策是由操作员确定的,则会导致折叠损失(2.12 节)。大带宽也意味着接收机的动态范围较小,因为接收机的噪声功率与带宽成正比。而且,用窄脉冲波形测到的径向速度精度比用多普勒频移所测到的低。尽管有这些局限性,但人们还是采用它,因为它提供了一些重要的能力。

表 6.2 窄脉冲高距离分辨力雷达的能力

距离分辨力:通常在距离上比在角度上更容易分离(分辨)多个目标
距离精度:具有良好分辨力的雷达同样具有良好的距离精度
杂波衰减:通过减少与目标回波信号相竞争的分布式杂波量可以提高目标-杂波比
杂波内可见度:对一些“片状”类陆地和海杂波,高分辨力雷达可在杂波片间的清晰区域中检测运动目标
闪烁衰减:当采用高分辨力隔离(分辨)构成目标的各个散射体时,可以减少由多个散射体组成的复杂目标所引入的角度和距离跟踪误差
多路径分辨力:距离分辨力可将所希望的目标回波从经由较长路径传播或多路径散射而到达的雷达回波中分离出来
多路径测高:当高距离分辨力能将由于地球表面对雷达能量的散射而引起的多路径与直接路径相区分时,就可确定目标高度而无需对仰角直接进行测量
目标分类:在有些情况下,目标的距离或径向剖面可以测量目标的径向尺寸,从目标的距离剖面,人们可以根据尺寸和特征性的剖面将一种目标与另一种目标区分开来,特别是可以得到横向距离剖面的话更是如此
多普勒容错:采用窄脉冲波形时,运动目标的多普勒频移与接收机带宽相比显得较小;因而只需单个匹配滤波器检测,而不需要采用匹配滤波器组,且将每个滤波器调谐到一个不同的多普勒频移
最小作用距离:窄脉冲可以使雷达以最短小的距离工作。它也可以减小高脉冲重复频率雷达的盲区(重叠)

采用窄脉冲实现远作用距离的一个严重局限性,是大脉冲能量要有高峰值功率。特别在高频时,由于波导尺寸小,高峰值功率雷达的传输线会被电压击穿(放电)。如果峰值功率受到击穿的限制,则脉冲可能不会有足够的能量。例如,考虑一部较常规雷达,它的脉冲宽度为 1 微秒,峰值功率为 1 兆瓦,这些参数在中程空中监视雷达中就有。在这个例子里,包含在单个脉冲中的能量为 1 焦耳(每个脉冲的能量和累积的脉冲数决定了一个目标的可检测性)。

一个 1 微秒的脉冲具有 150 米的距离分辨力,如果想要 15cm(半英尺)的分辨力,脉冲宽度必须减小到 1ns 且峰值功率增加到  $10^9$  W,这样才能维持 1 焦耳的脉冲能量。这是一个大得非同寻常的峰值功率,在微波雷达频段常用的传输线上传输时不被击穿是不可能的。

窄脉冲具有宽频谱带宽。如果对宽脉冲进行频率或相位调制,那么它就可以具有和窄脉冲相同的带宽(幅度调制也可以增加宽脉冲的带宽,但雷达中很少采用,因为它会导致发射机的效率降低)。调制后的脉冲带宽增加了,假如增加了的带宽为  $B$ ,由接收机的匹配滤波器压缩后,带宽将等于  $1/B$ ,这个过程叫脉冲压缩。它可以这样描述:脉宽为  $T$  的宽脉冲,通过调制可得到的带宽为  $B \gg 1/T$ ,调制过的宽脉冲在匹配滤波器中处理后获得的脉宽为  $\tau = 1/B$ ,这样就可以获得窄脉冲的分辨力。脉冲压缩雷达不需要高能量窄脉冲所需要的高峰值功率,就可同时实现宽脉冲的能量和窄脉冲的分辨力。脉冲压缩常用于高功率雷达中,在这些雷达中如果应用窄脉冲,就会受到电压击穿的限制。与地基雷达相比,机载雷达能够经受的击穿电压更低,因而可优选脉冲压缩。脉冲压缩几乎总是用于固态发射机的高功率雷达中,因为固态器件不像真空管,它必须用高占空因子、低峰值功率和比通常脉冲宽度宽得多的脉冲工作。脉冲压缩也应用于 SAR 和 ISAR 成像系统中,以获得可与横向距离分辨力相比的距离分辨力。

脉冲压缩比定义为宽脉冲宽度  $T$  与压缩后脉冲宽度  $\tau$  之比,即  $T/\tau$ 。带宽  $B$  与压缩后的脉冲宽度  $\tau$  的关系为  $B \approx 1/\tau$ 。这使得脉冲压缩比近似为  $BT$ 。如果对接收到的波形(不是发射波形)进行幅度加权来减小线性调频波形(本节后面讨论)的时间旁瓣,那么定义为  $BT$  的脉冲压缩比通常比  $T/\tau$  要大一点。因此,当接收采用加权时,最好用  $T/\tau$ (压缩前和压缩后的

脉冲宽度之比)而不是带宽-时间的乘积  $BT$  来定义脉冲压缩比(尽管要注意这一点,但在本书和其他雷达文献中经常将脉冲压缩比定义为  $BT$ 。读者应该清楚的是哪一种值,特别是采用线性调频波形时)。在实际雷达系统中,脉冲压缩比最小可到 10(但 13 是一个更典型的值),或者比  $10^5$  大,通常认为典型值是  $100 \sim 300$ 。

有两种方法可以描述脉冲压缩雷达的工作。一种是根据 6.4 节的模糊函数,对宽脉冲进行调制以提高它的带宽。接收时调制过的宽脉冲信号通过匹配滤波器。通过分析模糊图就可以得到它的距离分辨力。幅度恒定的线性调频脉冲信号是得到广泛应用的脉冲压缩波形的一个例子,其模糊图如图 6.9 所示,它的模糊图表明宽度为  $T$  的宽脉冲提供的压缩脉冲宽度等于  $1/B$ 。

另一种描述脉冲压缩的方法是根据 R. H. Dicke<sup>[25]</sup> 在其最初的专利中介绍的线性调频脉冲压缩,它在模糊函数这一概念之前提出。对宽脉冲进行调制,可被认为沿着脉冲的不同部分在相位或频率上设置不同的“标志”。例如,线性调频信号在频率上的变化是沿着脉冲分布的,使得脉冲的每一小段对应于一个不同的频率。调制脉冲通过一条色散<sup>①</sup>延迟线,该延迟线的延迟时间是频率的函数,脉冲的每一段都经过不同的延时,这样在色散延迟线中,脉冲的下降沿可能被加速而上升沿被减速,以便它们“走到一起”,从而完成宽脉冲压缩。

以往采用的脉冲压缩波形通常有两类。最流行的是线性调频(也叫 chirp),将在下面讨论。另一种类型是二相编码脉冲。这里还要提到:(1)多相编码,它们的相位量化小于  $180^\circ$ ;(2)Costas 码,它的子脉冲频率按规定的方式变化;(3)非线性调频,非线性二相编码,补码,原则上它们可使产生的时间旁瓣为 0;(4)具有很低旁瓣或没有旁瓣的编码,在发射时它们需要对子脉冲进行幅度调制。没有一种脉冲压缩波形是万能的,但线性调频率可能是使用最为广泛的。

### 线性调频(LFM)脉冲压缩

R. H. Dicke 在 1945 年申请专利文献(发表于 1953 年)<sup>[25]</sup> 中描述了线性调频脉冲压缩雷达的基本概念。图 6.12 是这种雷达的框图,源自 Dicke 的专利。图中除了发射机是调频的且接收机里有一个脉冲压缩滤波器(与匹配滤波器相同)外,该框图与常规雷达的框图相似。不过,目前更通常的是产生低功率的调频波形并由功率放大器进行功率放大,而不是像图中所示的对功率振荡器进行频率调制。发射波形[图 6.13(a)]由恒定幅度  $A$  和周期  $T$  的矩形脉冲组成。在脉冲的持续期间内,频率从  $f_1$  线性增加到  $f_2$ [图 6.13(b)],有时称为上线性调频。反之,频率随时间线性下降称为下线性调频。图 6.13(c)给出随时间变化的波形。接收时,调频信号通过一个脉冲压缩滤波器,滤波器是一个传播速度与频率成正比的延迟线。相对于脉冲前沿的较低频率,滤波器加快了在脉冲后沿较高频率的速度,以便将信号压缩到  $1/B$  宽度,其中  $B=f_2-f_1$ [图 6.13(d)]。脉冲压缩滤波器是一个匹配滤波器,因此,其输出包络(不考虑噪声)是输入信号的自相关函数。在这种情况下,输出与  $(\sin \pi Bt) \pi Bt$ <sup>[26,27]</sup> 成正比。脉冲在通过滤波器后,脉冲的峰值功率提高了脉冲压缩比  $BT \approx T/\tau$  倍。

线性调频脉冲压缩波形的模糊图(图 6.9)表明:在回波信号中,一个大的多普勒频移会导致所显示的距离并非真实的距离,这叫作距离多普勒耦合。在许多情况下,由于多普勒频移产生的距离误差比较小,可以忍受。如果距离误差较大,对上升调频(上调频)和下降调频(下调频)获得的两个距离求平均,可消除多普勒频移产生的影响。这与调频连续波雷达中利用三角形调制<sup>[28]</sup>,消除由多普勒频移引起的距离误差的方式一样。

① 此情况下“色散”是指传播速度是频率的函数。

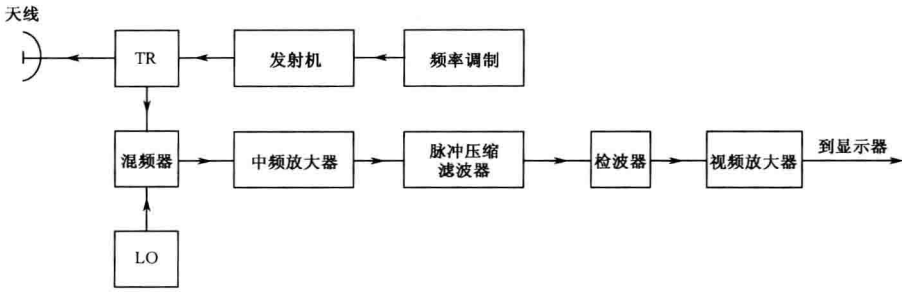
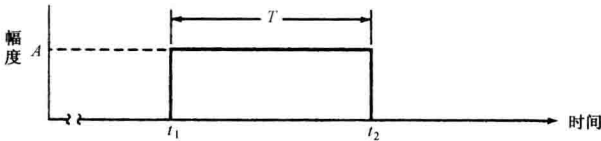
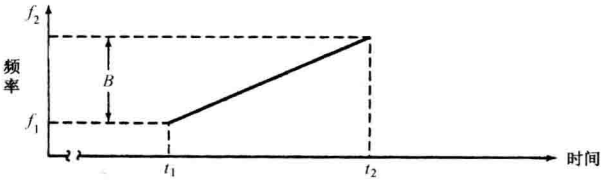


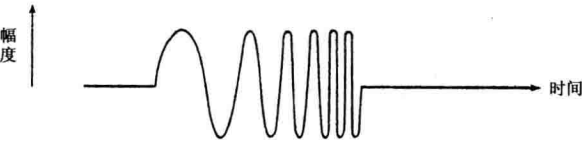
图 6.12 一个线性调频脉冲雷达的方框图



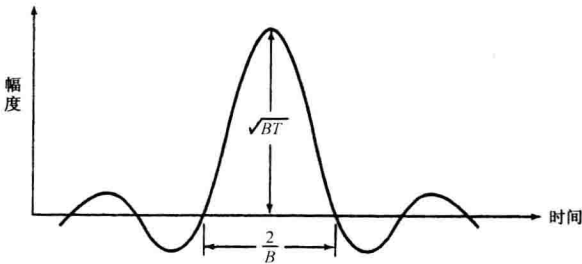
(a) 发射波形



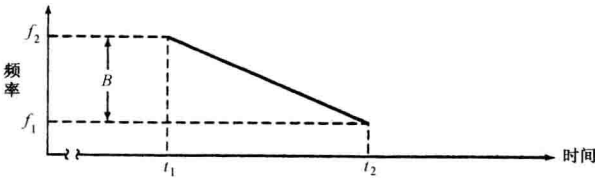
(b) 发射波形的频率与时间的关系



(c) 线性调频波的表示



(d) 脉冲压缩滤波器的理论输出



(e)

图 6.13 线性调频脉冲压缩

**时间(距离)旁瓣的压低** 当输入为线性调频正弦波时,匹配滤波器的 $(\sin\pi Bt)/\pi Bt$ 包络输出具有较高的峰值时间旁瓣,它在主响应的旁边,为 $-13.2\text{dB}$ 。通常这是不可接受的,因为高旁瓣会误判成目标或者掩盖附近较弱的目标信号。通过发射一个具有非均匀幅度的脉冲可以减小时间旁瓣,即在宽脉冲的周期 $T$ 上进行幅度加权(这类似于锥削天线的孔径照射,见9.3节,或者类似于开窗以减小数字滤波器的频谱旁瓣)。不幸的是,在高功率雷达中让发射波形的幅度在脉冲周期内变化是不实际的。高功率发射机像速调管、行波管和正交场器件,都必须工作在饱和状态以获得最大效率。它们不太可能工作在幅度调制的状态,必须要么全开、要么全关。固态发射机如果工作在A类,则可有线性输入和输出关系,于是可以进行幅度调制,但实际上它们几乎都工作在C类,因为C类具有更高的效率<sup>[29]</sup>。在脉冲持续时间内,幅度可以任意变化的高功率微波雷达发射机很少见。

作为折衷,通常在接收时(对脉冲压缩滤波器的色散延迟线)而不是发射时进行幅度加权以减小线性调频脉冲信号的时间旁瓣。由于脉冲压缩滤波器是匹配滤波器,只在接收时应用加权会导致滤波器失配和信-噪比损失<sup>[30]</sup>,这是为减小时间旁瓣所付出的代价。表6.3给出了加权的例子,得到的旁瓣峰值和输出波形的其他特性。当峰值旁瓣电平低于峰值响应 $30\text{dB}$ 时,失配滤波器的损失一般能保持在 $1\text{dB}$ 左右。为了达到较低的时间旁瓣电平,这是一个可以接受的损失。

表 6.3 减小时间旁瓣的加权函数的特性

加权函数	峰值旁瓣(dB)	损失(dB)	主波瓣宽度(相对值)
均匀	$-13.2$	$0$	$1.0$
$0.33+0.66\cos^2(\pi f/B)$	$-25.7$	$0.55$	$1.23$
$\cos^2(\pi f/B)$	$-31.7$	$1.76$	$1.65$
$0.16+0.84\cos^2(\pi f/B)$	$-34$	$1.0$	$1.4$
泰勒( $n=6$ )	$-40.0$	$1.2$	$1.4$
$0.08+0.92\cos^2(\pi f/B)$	$-42.8$	$1.34$	$1.5$
(海明加权)			

正如本节后面所讨论的,当利用非线性调频波形时,信-噪比理论上没有损失而且仍可用均匀幅度发射波形来获得低时间旁瓣。

**展宽**<sup>[31, 32]</sup> 这是线性调频脉冲压缩的一种变型。如果把出现高距离分辨力的距离间隔宽度减小,就可以采用窄的带宽处理方法。展宽从一个线性调频波形开始,这种线性调频波形的带宽 $B_1$ 比要达到的分辨力所需的带宽小许多。在发射之前,这个线性调频波形与一带宽为 $B_2$ 的宽带线性调频信号进行外差(混频),产生想要的带宽为 $B_1+B_2$ 的信号,然后这个信号发射出去。在接收时,带宽为 $B_1+B_2$ 的信号与带宽为 $B_2$ 的宽带线性调频信号再次进行外差,得到带宽为 $B_1$ 的较窄的差信号。差信号具有窄的带宽 $B_1$ ,于是把它当作一个正常(窄带)脉冲压缩信号来处理。接收时进行的外差处理会使时间扩展 $\alpha=(B_1+B_2)/B_1$ 倍(时间扩展意味着带宽更小),不过信号的距离分辨力对应于带宽为 $B_1+B_2=B$ 的信号。线性调频信号的处理和它的产生都是在带宽为 $B_1=B/\alpha$ 的窄带电路中完成的。在波形产生和处理的时候带宽减小是展宽的优点。

在处理过程中由于波形的“展宽”,获得高分辨力的距离间隔为 $1/\alpha$ ,通常可通过一带宽为 $B$ 的常规线性调频雷达得到。这里用信号处理的带宽交换高分辨力距离间隔的大小。这种能力可能不适合要求距离上到处观察的监视雷达,但对于跟踪雷达或用于目标分类的高距离分辨雷达很适合。

波形展宽过去应用在丹麦眼镜蛇(AN/FPS-108)上,这是一部大型L波段相控阵雷达,

安装在阿拉斯加的阿留申岛上<sup>[33]</sup>。其目的是为了收集有关前苏联/俄罗斯洲际弹道导弹(ICBM)的信息。这部雷达也曾用于空间监视和洲际弹道导弹告警。它可以对大约在 1000 海里外的再入飞行器进行高距离分辨力观察。为了达到这个目的,它采用了脉宽为  $1000\mu\text{s}$  的宽带波形,其带宽展宽为 200MHz,即从 1175~1375MHz,它的时间-带宽乘积为 200 000,是一个相对较大的值。

展宽处理考察一个预选为 250 英尺的距离间隔。潜在的距离分辨力为 2.5 英尺,但实际的距离分辨力降到了 3.75 英尺,因为接收时应用了泰勒幅度加权来减小时间旁瓣,使其达到 -30dB。

**线性调频脉冲压缩滤波器** 1970 年出版的第 1 版《雷达手册》里,在脉冲压缩<sup>[34]</sup>这一章中共列出了九种不同的器件,用于线性调频脉冲压缩滤波器。自那时起实际上已缩小为两种主要的选择:声表面波(SAW)色散延迟线和数字处理。1970 年版的手册简单讨论了声表面波器件(那时称为声表面波色散延迟线),但它没有提到脉冲压缩的数字处理。如果模/数变换器能保证高分辨力雷达所需的很宽带宽,那么通常优先选择数字处理。当不能在数字上获得大带宽信号处理时,声表面波器件就成了一种选择。因此当数字处理可用时就采用数字处理,而当数字处理不能达到高分辨力要求时通常采用模拟声表面波延迟线。

对于脉冲压缩来说,有两个普通的应用技术领域。一个是当压缩后脉冲很窄,可能是纳秒数量级,但最初未压缩脉冲的带宽是常见宽度,大概为 1 微秒。高分辨力对于合成孔径成像雷达,检测水中游泳者的雷达,基于逆合成孔径雷达将一类舰船与另一类相区分的雷达来说是有意义的。在这种应用中,声表面波器件当作脉冲压缩滤波器很合适;另一个领域是开始为比如有几百微秒的宽脉冲,然后将它压缩成如  $1\mu\text{s}$  量级的常见宽度,这时可采用数字处理。一个重要的例子是使用固态发射机时需要宽脉冲来提高工作效率。

**声表面波器件**<sup>[35~37]</sup> 图 6.14 用图解的方法说明声表面波延迟线的概念。它包含一个十分光滑的压电基片,如一片很薄的石英、铌酸锂或钽酸锂。压电基片的作用是支持声波沿着表面传播。比起电磁波,声表面波的速度很低(大概  $3500\text{m/s}$ )。这意味着通过一较小的器件可获得明显的时延。装在表面上的输入/输出器件是大家熟知的叉指换能器(IDT),它们是金属薄膜,通常为铝,用光刻的方法将铝沉积在基片上。换能器的作用是将电信号转换成声波信号或将声信号转换成电信号。它们确定了声表面波延迟线的冲激响应,而叉指换能器的长度决定了信号的持续时间。因为叉指换能器可以在向前或向后的两个方向发射波,而在相反方向上传播的声音能量必须衰减,这样才不会产生反射而导致(来自 T. W. Bristol 的表面波器件—技术与应用 IEEE1976 WESCON,第 245/1 号文章)相互干扰。有个方法可以衰减不需要的信号,就是在器件的各个末端上装上消声器,如图 6.14 所示。

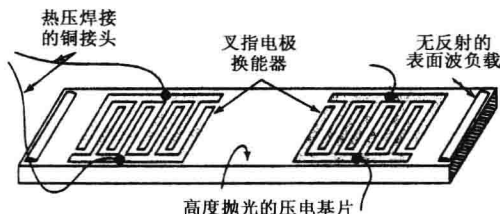


图 6.14 一个简单的声表面波(SAW)延迟线图示



当叉指换能器的梳状指或电极相隔的长度是沿着基片材料传播的声音信号波长的一半时,电-声的耦合效率比较高。因而延迟线的频率响应取决于两电极的空间距离。可以通过图 6.15(a)或 6.15(b)所示的改变电极之间的间距获得色散延迟线,它的延迟是频率的函数。图 6.15(a)所示的声表面波延迟线配置,称为串联单一色散线性调频滤波器。在延迟线下方画出的接收到的线性调频信号被加到左边的宽带 IDT 上,从右边的色散 IDT 结构中输出的是压缩脉冲(两个叉指换能器都可以用作输出或者输入,因为声表面波延迟线是互易的)。

图 6.15(b)所示串联双色散线性调频滤波器与如图 6.15(a)所示的单个配置相比,它具有更大的带宽-时间乘积( $50 \sim 1000$ )<sup>[35]</sup>。图 6.15(c)示意的是斜阵列式压缩器(SAC),也可有较大的脉冲压缩比。相对于串联结构,斜阵列交指换能器有个优点,即它们可以避免低频分量在高频电极下传播时出现的失真,反之亦然。斜阵列式叉指换能器的另一个优点是在叉指换能器的输入和输出之间插入一个“相位板”就可实现器件相位特征的校准。Cambell<sup>[37]</sup>(但要归功于 S. Jen 和 C. F. Shaffer)描述了斜阵列式压缩器的一个例子是:中心频率为 1.4GHz,带宽为 1.1GHz。它的相对带宽达到了 80%,所以可称之为超宽带。它的未压缩脉冲宽度为  $0.44\mu\text{s}$ ,压缩脉冲宽度大概为  $0.9\text{ns}$ ,而带宽-时间乘积为 484,使用了幅度加权来将时间旁瓣减到低于峰值 26.8dB。

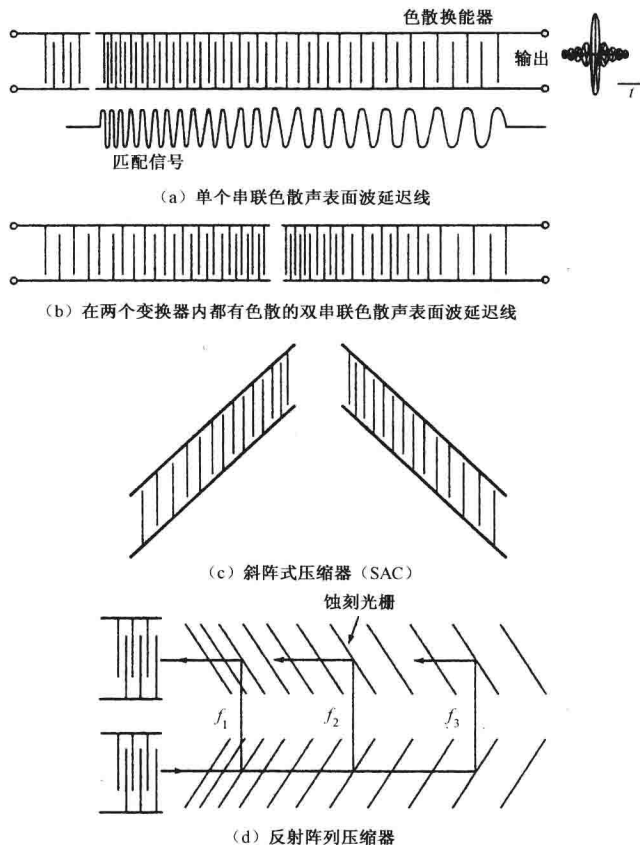


图 6.15 用于线性调频脉冲压缩色散延迟线的叉指换能器的结构(图(a)(b)(d)录自 Maines 和 Paige<sup>[36]</sup>,由 Proc IEEE 提供。)

反射阵压缩器(RAC)示意图如图 6.15(d)所示,它是声表面波的另一种形式。与其他配置相比它有更大的脉冲压缩比( $50 \sim 1000$ )。在延迟路径上蚀刻许多浅槽,从而导致反射,形成一个与频率相关的延迟。这种结构对加工误差的敏感度比常见的换能器低。斜角槽之间也可插入相位误差补偿,就像插入衰减可以进行幅度加权一样。

总之,线性调频声表面波器件可以有超过 10 000 的脉冲压缩比( $BT$ )。未压缩脉冲的宽度可达  $150 \mu\text{s}$ ,带宽超过 1GHz,插入损失从  $20 \sim 60\text{dB}$ ,工作的中心频率可以从 100GHz 到 1.5GHz。它们通常用于雷达接收机的中频部分。声表面波器件封装在较小的包装体积内,提供宽带脉冲压缩滤波器。它们容易重复生产,易于大批量制造,而且单价较低。

与声表面波器件相关的器件是 IMCON,它是一种反射模式延迟线结构。与反射式阵列压缩器声表面波器件相似,但它加工在钢质声音媒体上。IMCON 更适合于窄带、中心频率低(小于 30MHz)的情况,而且也适合未压缩脉冲持续时间远远大于  $50 \mu\text{s}$  的情况。带宽从  $0.5 \sim 12\text{MHz}$ ,  $600 \mu\text{s}$  的脉冲持续时间是可能的,而且单元可以级联以获得更大的脉冲宽度<sup>[38]</sup>。举个例子:用放大器级联 18 个 IMCON 可以获得宽度为 10ms 的脉冲。工作的中心频率为 7.5MHz,带宽为 2.5MHz。脉冲压缩比为 25 000,而它的尺寸为 15 英寸 $\times$ 15 英寸 $\times$ 12 英寸<sup>[39]</sup>。

**幅度加权** 声表面波滤波器频率响应的幅度成形可以由叉指换能器电极的重叠量获得,如图 6.16 所示。有时称之为变迹法。

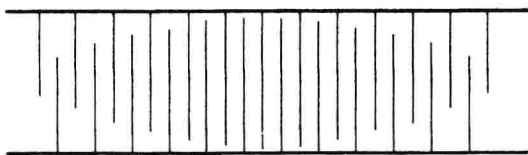


图 6.16 沿着脉冲进行幅度加权的梳状指重叠的叉指换能器

**调频脉冲压缩的数字处理** 当 A/D 变换器满足所需的带宽和位数时<sup>[40,41]</sup>,线性调频脉冲压缩波形及其他形式的脉冲压缩波形也可以在低功率电平时通过数字方法处理和生成。数字方法非常稳定,而且可以处理宽脉冲波形。如果想要采用多种带宽和多种脉冲持续周期,不同形式的脉冲压缩调制,良好的相位可重复性,较低的时间旁瓣或者当要灵活选择波形时,可以采用同样的基本数字系统实现。

**脉冲压缩波形的产生** 用于获得线性调频脉冲压缩滤波器的模拟和数字方法也可用来产生发射波形,这种波形可以有源生成也可无源生成。无源生成的一个例子是声表面波器件,有源生成的例子是压控振荡器,其他形式的例子可在参考文献 40 中找到。

**单个收/发滤波器** 回忆一下 5.2 节的内容,匹配滤波器的冲激响应是它匹配信号的时间倒数。如果发射一个线性上调频信号,那么它的匹配滤波器的冲激响应将是下调频信号。如果发射机和接收机都用同样的滤波器,那么雷达的超外差式接收机的本振频率必须比接收信号的频率高。当从混频过程中取差信号时,线性调频波形将会反向,即上线性调频变成下线性调频,这也是使用相同匹配滤波器产生发射的上变频信号时,该匹配滤波器需要的信号。

## 二相编码脉冲压缩

用相位变化可以增加用于脉冲压缩的宽脉冲信号带宽。一个脉宽为  $T$  的宽脉冲分解成  $N$  个宽为  $\tau$  的子脉冲。通过改变每个子脉冲的相位可以增加带宽(因为相位随时间的变化率

是频率)。相位变化的常见形式是二元相位编码(二相编码),在这个形式中,每个子脉冲的相位可以根据规定的准则选为  $0$  或  $\pi$  弧度。如果相位  $0$  和  $\pi$  的选择是随机的,那么得到的波形近似一种噪声调制的信号,并且有图钉状的模糊函数,如图 6.11 所示。匹配滤波器的输出将是一个脉宽为  $\tau$  的压缩脉冲,而且将有一个比宽脉冲的峰值大  $N$  倍的峰值。脉冲压缩比等于子脉冲的数量  $N = T/\tau = BT$ 。其中带宽  $B \approx 1/\tau$ 。匹配滤波器的输出在峰值响应的两边延续一个时间  $T$ 。不想要的但又无法避免的部分输出波形不是压缩脉冲而是大家知道的时间旁瓣。如果相位选择是随机的,那么预计最大(功率)旁瓣比压缩脉冲峰值低大约  $2/N$ 。

**巴克(Barker)码**  $0$  和  $\pi$  相位的某些随机选择比其他的随机选择好(这里好是指最大旁瓣电平低)。如果想得到具有低时间旁瓣的压缩波形——通常是这样,完全随机选择不是个好主意。一种选择子脉冲相位的准则是压缩脉冲所有的时间旁瓣都相等(这里是这样推理的:如果增加小的旁瓣电平会使高旁瓣电平下降,这是允许的;而让所有的旁瓣电平相等就证明已经这样做了)。使时间旁瓣相等的  $0, \pi$  二相码叫作巴克码。图 6.17(a)所示的是长度  $N=13$  位的巴克码。“+”表示相位为  $0$  而“-”表示相位为  $\pi$ ;图 6.17(b)中表示的是匹配滤波器输出它的自相关函数。在峰值的每边有 6 个相等的时间旁瓣,每个旁瓣电平低于主瓣 22.3dB(巴克码的旁瓣电平是峰值信号电平的  $1/N^2$ );图 6.17(c)所示的是一个多抽头延迟线,当从左边输入时它可产生长度为 13 位的巴克码。如果接收信号是从右边输入的,同样的多抽头延迟线滤波器可作接收机的匹配滤波器。各种巴克码列在表 6.4 中。没有一个长度超过 13 位,因而巴克码的最大脉冲压缩比为 13。对于脉冲压缩的应用来说,这个值相对较低。

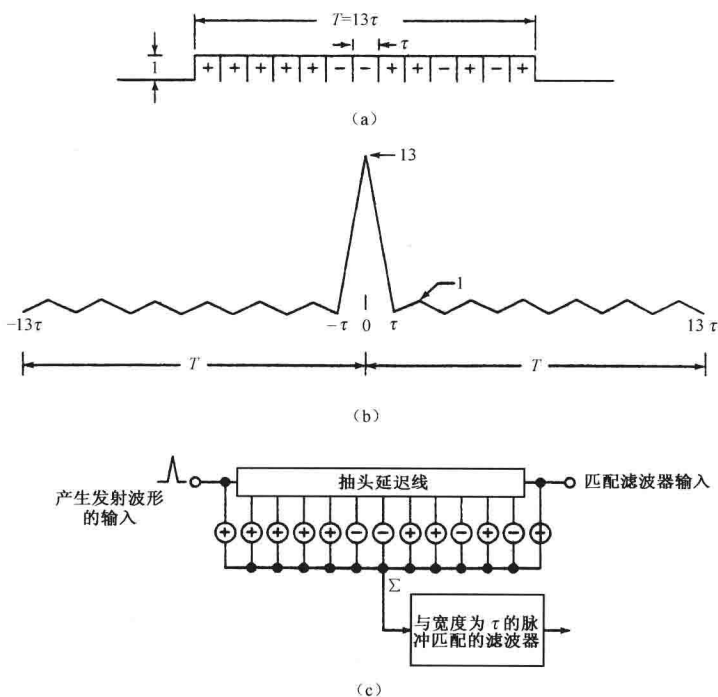


图 6.17 (a) 长度为 13 位的巴克码,共有 13 等分的子脉冲且每个子脉冲的相位是  $0^\circ$  或  $18^\circ$  的宽脉冲;(b) (a) 的自相关函数,表示匹配滤波器的输出;(c) 产生长度为 13 位的巴克码的多抽头延迟线

表 6.4 巴克码

码 长	码 元	旁瓣电平, dB
2	+ -, + +	-6.0
3	+ + -	-9.5
4	+ + - +, + + + -	-12.0
5	+ + + - +	-14.0
7	+ + + - - + -	-16.9
11	+ + + - - - + - - + -	-20.8
13	+ + + + + - - + + - + - +	-22.3

**线性递归序列或移位寄存器码** 如果需要的脉冲压缩比超过 13, 那就要用另外一种选择相位 0 或  $\pi$  的准则。一种获得一组类随机相位编码的方法是采用移位寄存器。该寄存器具有反馈及模数 2 加法器, 可产生一组长度为  $2^n - 1$  的 0 和 1 伪随机序列, 其中  $n$  是移位寄存器的级<sup>[42~44]</sup>。一个  $n$  级的移位寄存器包含  $n$  个连续的由单个时钟控制的两态存储单元, 这里的两态是 0 和 1。在每个时钟脉冲中, 每级的状态转移到下一级。图 6.18 为一个 7 级移位寄存器, 用来产生一个长度为 127 的 0 和 1 伪随机序列。在这个特定的例子里, 将第 6 级和第 7 级的输出在模 2 加法器中进行合成以产生反馈(在模 2 加法器中, 当输入相同时[(0, 0)或(1, 1)]输出为 0, 而当输入不一样时输出为 1, 这等效于只有最小有效位向前进位的二进制加法)。这样, 一个  $n$  级的二进制器件具有总数为  $2^n$  种不同的状态。不过移位寄存器不能用所有级都是 0 的状态, 因为据此产生的序列都为 0。因此一个  $n$  级移位寄存器可产生一长度为  $2^n - 1$  个不重复的二进制序列。依靠移位寄存器的反馈连接和初始化设置可获得实际的序列。若  $n$  级移位寄存器输出序列的周期为  $2^n - 1$ , 则称之为最大长度序列或  $m$  序列。

这种类型的波形也叫线性递归序列(LRS)、伪随机序列、伪噪声(PN)序列或二进制移位寄存器序列。它们是线性的, 因为它们遵守叠加定理。当用于相位编码脉冲压缩时, 0 对应于子脉冲的 0 相位而 1 对应于  $\pi$  弧度相位。

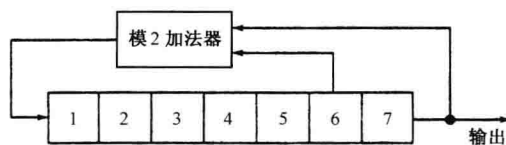


图 6.18 产生一长度为 127 位的伪随机线性递归序列的 7 级移位寄存器

根据不同的反馈连接可以有超过一种的最大长度序列。例如, 通过不同的反馈连接, 7 级移位寄存器可以获得 18 种不同的最大长度序列, 每个序列的长度为 127 位。用适当的编码可使最高的(功率)旁瓣是最大压缩脉冲功率的  $1/2N$ , 用一长度为 127 位的序列可获得 24dB 的旁瓣。但不是所有的最长编码都具有这么低的峰值旁瓣。举个例子<sup>[45]</sup>, 若  $N=127$ , 不同最长序列的最高旁瓣可用低于主瓣 18~24dB。一般来说, 一个“典型”的最大长度移位寄存器序列常见最大旁瓣大概是峰值响应功率的  $1/N$ 。在上面  $N=127$  的例子里就是 21dB。正如上面所提到的, 一种完全随机选择的相位导致旁瓣通常比峰值低大约  $2/N$ ; 典型的移位寄存器序列可能有  $1/N$  的旁瓣, 而最大长度序列最好的旁瓣接近  $1/2N$ 。作为比较, 巴克码的旁瓣峰值功率低于主瓣的  $1/N^2$ 。

有时用术语“码”,有时用术语“序列”来描述相位编码波形的各个子脉冲的相位。两种术语在文献中都可以见到,且当讨论脉冲压缩时经常可互换,就像在本节中一样。

移位寄存器码适合多种随机性测试。称它们为伪随机是因为它们呈现外表上的随机性,但一旦知道了移位寄存器的长度和反馈连接形式,那它们实际上又是确定的。一个脉冲压缩序列是随机还是伪随机的事实并不意味着可以在匹配滤波器的输出端产生最低的时间旁瓣。例如表 6.4 中,长度为 13 位的巴克码是个好序列(对它的长度),因为它可以产生  $-22.3\text{dB}$  的峰值旁瓣,但它并不是通常所认为的“随机”。它既不满足一个随机序列的平衡特性(1 和 0 的数目最多差 1),它也不能满足随机序列的连续特性(在每个序列的 1 和 0 的连续出现次数中,一半是长度为 2 的,1/4 是长度为 3 的,等等),此外,它还不满足相关特性(当用它自己的任一个循环移位逐项比较序列时,吻合的数目与不吻合的数目相比最多差 1)。因此,从上面的意义上来说巴克码不是随机码,但就其长度而言,它们产生了最低的旁瓣。因此,发现比移位寄存器序列更好的二进制序列就不足为奇了。

**其他的二进制序列** 计算机搜索表明,旁瓣前电平为 2 的最长码长度为  $28^{[46, 47]}$ ;旁瓣电平为 3 的最长码长度为  $51^{[48]}$ ;旁瓣电平为 4 和 5 的最长码长度分别为 69 和  $88^{[48]}$ 。应当指出的是对于从 51~88 变化的码长度,旁瓣电平差不多都是  $25\text{dB}$ 。这些旁瓣电平都比最佳的最大长度序列的  $1/2N$  这个值好。

**多普勒效应** 二相编码波形产生图钉状的模糊图,因此当目标回波信号的多普勒频移较大时就需要一组匹配滤波器(每个滤波器调到一个不同的多普勒频率点)。而当多普勒频移较大时,这些波形有个更严重的问题,即图钉状的平台区旁瓣可能相对较高,而且单个目标会导致响应不止来自一个滤波器,从而在不正确的多普勒频移点出现模糊和/或虚假目标报告。因此当出现较大的多普勒频移时二相编码可能不适用。

**四相码<sup>[49]</sup>** 利用矩形子脉冲的二进制相位(二相)编码信号会引起不良的发射频谱衰落、接收机脉冲压缩滤波器中的失配损失和数字脉冲压缩时由距离采样引起的损失。通过修正二相码得到的所谓四相码可以减少这些影响。

为了产生四相码,要从一个好的二相码开始。二相码的相位对每个子脉冲设定为  $W_k$ ,通过下面的变换将二相码变换成四相码  $V_k$

$$V_k = j^{s(k-1)} W_k \quad (6.47)$$

其中,  $s$  是固定值,为  $+1$  或  $-1$ 。因为二进制代码子脉冲的相位要么是 0,要么是  $\pi$ ,所以上面的方程表明四相码子脉冲的相位将是  $0, \pi/2, \pi$  或  $3\pi/2$ ,在子脉冲之间的相位变化将是  $\pi/2$  或  $-\pi/2$ 。四相码的每个子脉冲具有半个余弦的形状,而不是矩形状的。余弦子脉冲的频谱比矩形子脉冲的下降更快,因而产生干扰的可能性更小。子脉冲的宽度  $\tau$  是从半余弦的半功率点测量到的(因此半余弦的底部宽度为  $2\tau$ )。余弦形状的子脉冲重叠产生幅度恒定的未压缩脉冲,但上升沿和下降沿除外。正如这一节前面所提到的,高功率发射机需要输出幅度恒定,因为脉冲幅度的变化会引起发射机效率的损失。子脉冲的半余弦形状和在半功率点上的跨接会使幅度恒定,消除引起相邻频谱干扰的相位瞬变。

当压缩的二相波形(自相关函数)转换为四相压缩脉冲时,它的最大幅度保持不变,不过四相码的旁瓣峰值会比导出它的二相码的旁瓣峰值大。当二相码的旁瓣较大时,旁瓣增加值可达到  $1.5\text{dB}$ 。不过,和巴克码一样,如果二相码压缩脉冲的峰值旁瓣为 1,那么根据 Taylor 和 Blinchikoff<sup>[49]</sup>,当它转成四相码时,旁瓣幅度不会增加。如果二相码压缩脉冲的峰值旁瓣是

2.那么压缩的四相码峰值旁瓣增加 0.41dB。

如果采用数字处理,当采样跨在压缩脉冲峰值的两边而不是正好在峰值上,那么信-噪比会损失。当在脉冲内所有可能的位置上对由于随机采样所引起的损失求平均值时,二相码的跨接损失约为 2.3dB,但对于四相码来说只有 0.88dB<sup>[49]</sup>(在二相码和四相码中,上面的结论是建立在这样的假设之上的,即采样间距和子脉冲的间距  $\tau$  是一样的,但可发生在子脉冲内的任何地方。如果二相码被二次采样,那么 2.3dB 的损失就减小到 0.8dB)。Taylor 和 Blinchikoff 说四相码的多普勒特性与二相码一样。不过,Levanon 和 Freedman<sup>[50]</sup>列举的例子中,四相码非零多普勒频移的模糊图与导出它的二相码模糊图明显不同。例如,由长度为 13 的巴克码推导出的四相码模糊图有一对角线脊背,它更像线性调频的模糊函数而不是巴克码图钉状的模糊函数。不过对角线脊背并不是四相码的一般特性。

多相码

在相位编码脉冲压缩中,子脉冲的相位不需要严格限制在 0 和  $\pi$  两个值。当编码脉冲相位不是 0 或  $\pi$  的二进制相位时称为多相码。它们产生的旁瓣电平比二相码低,如果多普勒频移不是太大,它们具有多普勒频移容错特性。Frank 码就是个例子<sup>[51,52]</sup>,它是由  $M$  乘  $M$  矩阵定义的,如表 6.5 左边所示。矩阵中的每个数字都要乘一个等于  $2\pi/M$  弧度(或  $360/M$  度)的相位,多相码从矩阵左上角开始,可获得一长度为  $M^2$  的序列。脉冲的压缩比为  $M^2=N$ ,  $N$  是子脉冲总数。表 6.5 右边示出的是  $M=5$  的 Frank 码 25 个脉冲中每一个相位的例子,该例子中基本的相位增量为  $360^\circ/5=72^\circ$ ,所表示的相位模为  $360^\circ$ 。

Frank 推测,对于大的  $N$ ,相对于压缩脉冲峰值,多相码的最高旁瓣是  $\pi^2 N=10\times$ (脉冲压缩比)。在上面的例子中,  $N=25$ ,峰值旁瓣为 23.9dB(作为比较,长度为 31 的最接近它的最大长度移位寄存器序列的峰值旁瓣为 17.8dB)。

由于相位变化率是频率,对表 6.5 的矩阵考查表明, Frank 码的频率以一种不连续的方式随时间线性变化。Frank 码可近似认为是一种阶梯线性调频波形。多相码的模糊图与线性调频波形的模糊图相似,但在每个脉冲  $\pi$  弧度奇整数倍的多普勒频率点上信号会有 3~4dB 的损失<sup>[53]</sup>。多相码的多普勒响应对检测飞行目标是令人满意的,但当检测高速目标如卫星和弹道导弹时可能是个问题。

B. Lewis 和 F. Kretschmer 描述了 Frank 多相码变型,他们称之为 P 码<sup>[54]</sup>。他们设计出四种 P 码,他们声称 P 码与 Frank 码相比,对脉冲压缩前接收机带宽的限制有更好的容错性。

表 6.5 Frank 多相码

定义 Frank 多相码的 $M\times M$ 矩阵	$M=5$ 和脉冲压缩比 $N=M\times M=25$ 的 Frank 矩阵举例
0000 ... 0	0, 0, 0, 0, 0
0123 ... $N-1$	0, 72, 144, 216, 288
0246 ... $2(N-1)$	0, 144, 288, 72, 216
0369 ... $3(N-1)$	0, 216, 72, 288, 144
$\vdots$	$\vdots$
0 ... $(N-1)^2$	0, 288, 216, 144, 72

$M^2$  子脉冲每个相位通过从矩阵左上端开始从左向右读每行获得。



Lewis<sup>[55]</sup>证明,多相码在接收后通过一个多相脉冲压缩网络,对 Frank 码和 P1 码接上一个双采样滑动窗减法器,而对 P3 和 P4 多相码则接上一个双采样滑动窗加法器,这时多相码的距离或时间旁瓣将明显减小。滑动窗减法器是一个一采样延迟,其输入和输出驱动减法器。有了这种附加处理,长度为  $N$  的多相码旁瓣是均匀的并且相对于峰值为  $(2/N)^2$ 。旁瓣电平是单位幅度,同巴克码一样。不过,压缩脉冲的脉宽加倍了,使得脉冲压缩比减小到  $N/2$ 。由于这种加倍,就导致了损失的出现。Lewis 估计大约为 1dB。例如最初脉冲压缩比为 400 的多相码在经过一个采样滑动窗减法器或加法器后,有效脉冲压缩比为 200,它的旁瓣电平将低于主瓣 46dB。如果存在一个脉冲压缩比为 200 的巴克码,这就是它可实现的旁瓣电平。Lewis 还声称,在使用编码的雷达中,有多普勒时旁瓣抑制的测试结果显示,多普勒并没有明显地减小旁瓣抑制的作用。”不过,存在着距离多普勒耦合,这是线性调频和由线性调频导出的多相码特点。

### Costas 码

跳频或时-频编码波形是通过将脉宽为  $T$  的宽脉冲分成  $M$  个相连子脉冲序列而得到的[图 6.19(a)]。每个子脉冲的频率可在带宽  $B$  内从  $M$  个毗邻的频率中选择[图 6.19(b)]<sup>[56]</sup>。这些频率之间的间隔等于子脉冲宽度的倒数(或  $\Delta B = M/T$ );有  $B/M$  个不同频率供子脉冲选择;每个子脉冲的脉宽为  $T/M$ 。如果子脉冲频率是以如下方式选择的,即从一个脉冲到另一个脉冲的频率是单调递增(或递减),那它将是一个步进式频率波形,近似于线性调频波形,特别是步进频率和步进时间较小时。它的模糊图成脊背状,就像线性调频波形的模糊图。当频率随机选择时,如图 6.19(c)所示,结果为一图钉状模糊图。脉冲压缩比是  $BT = (M\Delta B)T = M(M/T)T = M^2$ 。只需要  $M = \sqrt{BT}$  个子脉冲,而不是像二相码那样要  $BT$  个子脉冲。

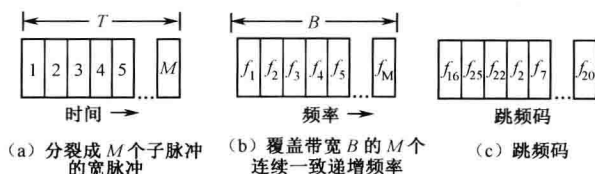


图 6.19 离散频率编码脉冲压缩波形

不过,有些随机选择比其他的要好,可以产生旁瓣较低的模糊图,因而任意选择频率是不明智的。从  $M$  个频率中为  $M$  个子脉冲各选一个频率,那么有  $M!$  个不同的序列。除非  $M$  的值很小,否则盲目费力地全面搜索最好的序列是不切实际的。

J. P. Costas 建议一个可以很好控制距离和多普勒旁瓣的选择频率顺序的方法<sup>[57]</sup>。Costas 码试图使旁瓣不高于 1 个单位,这样图钉状模糊图的最大(电压)旁瓣电平是第  $1/M$  个中心峰值(电压),其中  $M$  是子脉冲数。在远离模糊图中心的区域,模糊图(以相对功率表示)的旁瓣相对于峰值大约为  $(1/M)^2$ ,而在中心峰值附近接近  $(2/M)^2$ 。

基于 Costas 准则的波形可用一个  $M$  行代表频率和  $M$  列代表时间间隔(子脉冲)的阵列来表示。在每一行和每一列都有精确标记,如果对于所有的整数对  $(r, s) \neq (0, 0)$ ,  $|r| \leq M-1$ ,  $|s| \leq M-1$ , 重合函数满足  $c(r, s) \leq 1$ , 则这样的阵列叫作  $M \times M$  Costas 阵。重合函数给出了原始阵及其沿时间和/或频率轴的位移这二者之间的标记重合数。这可以看成(未归一化的)模糊函数的离散形式。参数  $r$  和  $s$  定义了位移的量; $r$  是移到右边或左边(列位移)的整数,而  $s$



是向下或向上(行位移)移动的整数。

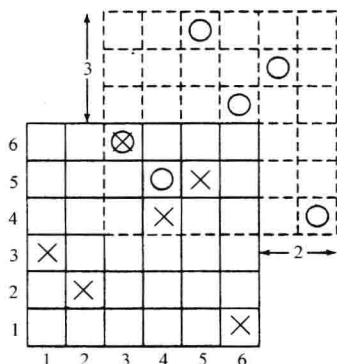


图 6.20 一个由×表示的 Costas 阵列及由虚线和○表示的向右移 2 和向上移 3 后的位移(2, 3)。一个单一符合出现在格子(3, 6)内。(取自 Chang 和 Scarbrough<sup>[58]</sup>, 1989IEEE 版权)

例如,考虑图 6.20<sup>[58]</sup>的  $6 \times 6$  Costas 阵,图中虚线表示向右两个时间周期间隔、向上三个频率间隔的阵列位移。×确定了原始阵列中发射频率的位置,而○是位移阵列中的相同频率。根据这一离散表示,可获得模糊图上的一点。在图 6.20 的例子中,原始阵和位移阵中仅有一个单元的标记×和○(信号)是重合的,因而在模糊图上点(2,3)的值是 1。通过将这两个阵列沿着  $r$  和  $s$  的所有值移动,可获得基于该离散阵列的完整模糊图。

因而 Costas 码是跳频信号,在原来的阵列和位移后的阵列之间有不超过一个的相重合点。如不位移,就会出现  $M$  个重合点,这就是模糊图中心的峰值。这样最大旁瓣(电平)的比率为  $1/M$ 。由于用的是离散数值,所以这个比值是大概的,进行更为精确的模糊函数计算时在中心峰值附近的旁瓣电平可能超过  $1/M$ 。

Golomb 和 Tarylor<sup>[59]</sup>对 Costas 码作了分析,并猜想对于每个正整数  $M$  都存在  $M \times M$  的 Costas 阵列。他们证明当  $M=p-1, M=q-2, M=q-3$ , 有时当  $M=q-4$  和  $M=q-5$  时存在 Costas 码,其中,  $p$  是一个质数,而  $q$  是一个质数的任意次方。如果在一个 Costas 阵列的不同单元间画直线将成对的标记连接起来,那么这些直线中没有两条在长度和斜率上是相等的。对于高至 360 的  $M$  值中的 271 个值, Golomb 和 Taylor 列出了大家熟知的 Costas 阵列。他们还指出对于一给定的  $M$  值,存在着大量不同的 Costas 阵列。如果  $C(M)$  表示  $M \times M$  Costas 阵列的总数,他们给出了  $M$  从 1 到 13 的  $C(M)$  值。例如,当  $M=7$  (脉冲压缩比为 49) 时有 200 个不同的  $7 \times 7$  阵列,它们满足在离散模糊图上只有一次重合的 Costas 准则。对于  $M=13$ , 则有 12 828 个 Costas 阵列。一个随机选择的  $M \times M$  排列矩阵是 Costas 阵列的概率是  $C(M)/M!$ 。Golomb 和 Taylor 声称当  $M=32$  时这种概率小于  $10^{-21}$ 。因而对于大的  $M$  来说,计算搜索是不实际的。图 6.21 是  $M=24$ 、脉冲压缩比为 576 时 Costas 阵列的一个例子。对于这个例子,当不靠近中心峰值时,在模糊图区域内的最大旁瓣预计比主瓣低 27.6dB,而在中心峰值附近,旁瓣电平要高一点。

#### 非线性调频脉冲压缩<sup>[60, 61]</sup>

比起线性调频,非线性调频的优点是用幅度恒定的波形和一个理论上无损失的匹配滤波器可以产生较低的时间旁瓣。非线性调频不会有线性调频脉冲压缩系统中用来减小旁瓣的失配滤波器有关的信-噪比损失。幅度恒定的包络可以有效地产生高功率。频率的非线性变化

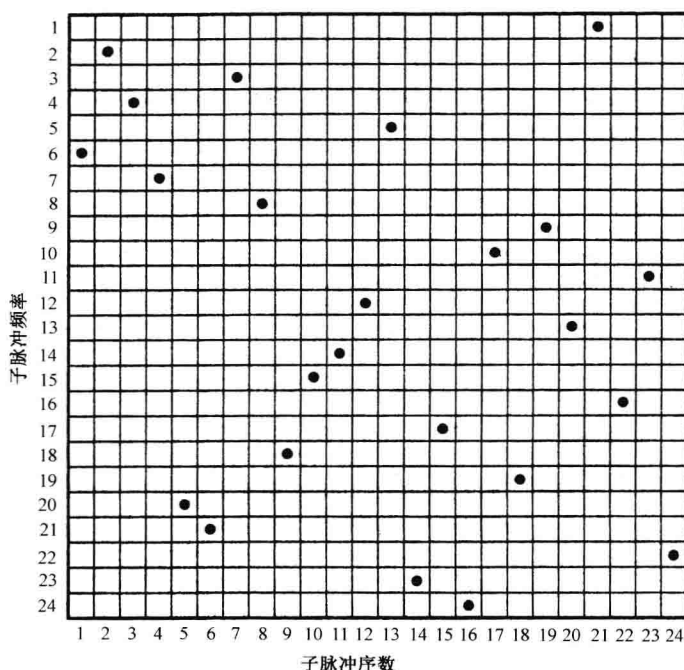


图 6.21 一个  $M=24$ 、脉冲压缩比为 576 的 Costas 码的频率-时间顺序(取自 Golomb 和 Taylor<sup>[59]</sup>)

率起着频谱幅度加权相同的作用。如果某部分频谱所用的时间少一点,就等效于减小了该频谱的幅度。此外,压缩脉冲没有明显的展宽。当采用对称的非线性调频时,模糊图是图钉状的,也就是它有一个单一的峰值而不是一个脊背(对称波形是这样的:它的频率在脉冲的前半部分增大而在后半部分以相似的方式减小,反之亦然)。因而对称非线性调频波形对于大的多普勒频移会更敏感且不具有多普勒容错性。非对称波形只利用对称波形的一半而且具有一些线性调频距离多普勒耦合的特点。

与线性调频波形相比,非线性调频波形会导致系统更复杂。可以用声表面波色散延迟线和数字方法来产生和处理非线性调频波形。设计非线性调频波形的目的是,产生与前面所提到的经典幅度加权函数等效的波形。在文献[61,62]中可以找到非线性调频波形的例子,它们基于可以得到低旁瓣(35~40dB 或更好)的 40dB 泰勒加权、海明加权、高斯截断加权和基底上加余弦平方加权。

### 多普勒容错的脉冲压缩波形

多普勒容错波形是指,从它的匹配滤波器输出的信-噪比与多普勒频移(在较宽的范围内)的多普勒频移)相对独立。这样可以只用单个匹配滤波器而不是多个滤波器(如一滤波器组)。这样的波形也称为多普勒不变波形。在这一节已经遇到一些了。

**窄脉冲和线性调频** 窄脉冲具有多普勒容错性,这可从图 6.8(b)中的脊背状模糊图上看。然而图 6.8(a)中的宽脉冲不具有多普勒容错性。当不知道信号的多普勒频移时,就需要一组每个都调到一个不同多普勒频率的匹配滤波器去检测接收信号。线性调频信号也具有多普勒容错性,只要  $2(v_r/c)BT$  的绝对值不超过 1,其中  $v_r$  是目标的径向速度, $c$  是真空中传播速度, $B$  是带宽而  $T$  是脉冲的持续时间<sup>[62]</sup>。当该乘积超过 1 时,匹配滤波器输出的峰值信号将明显减小且压缩脉冲展宽。除非目标速度高且  $BT$  的值很大,一般在许多雷达应用中是

不用考虑这个约束的。但这在声纳系统中比较重要,因为声音的传播速度比电磁波的传播速度慢许多<sup>[63]</sup>。

**线性周期调制** 线性调频波形只是不受上节中给出约束条件限制的“真正”多普勒容错波形的一种近似。多普勒容错波形为<sup>[64~66]</sup>

$$s(t) = A(t) \cos \left[ \frac{2\pi f_0^2 T}{B} \ln \left( 1 - \frac{BT}{f_0 T} \right) \right] \quad (6.48)$$

幅度  $A(t)$  表示脉宽为  $T$  [有时写成  $\text{rect}(t/T)$ ] 的矩形脉冲调制。带宽为  $B$ , 载频为  $f_0$ 。解释这种形式的多普勒容错波形表达式比较困难,但如果利用级数  $\ln(1-x) = -(x + x^2/2 + x^3/3 + \dots)$ , 其中  $x^2 < 1$ , 对自然对数进行展开,则式(6.48)变为

$$s(t) = A(t) \cos \left( 2\pi f_0 t + \frac{\pi B t^2}{T} + \frac{2\pi B t^3}{3 f_0 T^2} + \dots \right) \quad (6.49)$$

当前两项后的各项可以忽略时,式(6.49)就与经典的线性调频(LFM)波形一样。这样线性频率调制(chirp)脉冲压缩波形实际上就是由式(6.48)给出的理论多普勒容错波形的近似。

将式(6.48)中的自变量对时间求导数,得到多普勒容错波形的频率为  $f_0^2 T / (f_0 T - Bt)$ 。翻转之后得到周期,从中可以看出多普勒容错波形的周期随时间线性调制,即周期  $= [(1/f_0) - mt]$ , 其中  $m = B/f_0^2 T$ 。这种多普勒容错波形被称为线性周期调制(LPM)。由于式(6.48)的自变量中有对数,它也称为对数相位调制,它也称为双曲线频率调制(HFM),因为频率和相位的关系是双曲线关系。在信-噪比和压缩脉冲的宽度随多普勒频率偏移变化不明显这一意义上,LFM 和 LPM 波形都具有多普勒容错性。但是,这两种波形,在距离和多普勒之间会有耦合;并且峰值响应在时间上将会偏移以至产生距离误差,从图 6.9 关于 LFM 波形的模糊图上可明显看出。

通过匹配滤波器后,LPM 波形的时间旁瓣要比 LFM 波形的高<sup>[66]</sup>。据说加权可使 LPM 波形的旁瓣降到从  $-30 \sim -20\text{dB}$  的范围<sup>[67]</sup>。LPM 波形的频谱不是均匀的,随着频率的增大而成指数式下降。指数衰落的量取决于最高和最低频率的比值。

LPM 脉冲压缩在声音(声纳)回波定位的应用比在雷达中的应用可能更重要。因为声音的速度比光速小很多。声音 LPM 波形可能导致压缩后脉冲宽度展宽得不可接收,而且导致输出信-噪比的下降。人们已经发现各种各样的蝙蝠都是用 LPM 波形实现声音回波定位的。需要 LPM 而不是 LFM 是因为带宽-脉冲宽度的乘积通常高得足以使  $2(v_r/c)BT$  的绝对值超过 1<sup>[68]</sup>。蝙蝠依靠声音定位而不伤害地飞过黑暗的洞穴,找到并捉住飞行中的昆虫。在地球上,蝙蝠进化出这种非凡的脉冲压缩系统已许多年,在雷达或声纳出现之前已存在很久了。

目标加速会使 LPM 信号发生频移<sup>[69]</sup>。如果采用一组滤波器,而这组滤波器与接收到的 LPM 波形的频移形式相匹配,就可使 LPM 波形适应加速目标。不过,据说宽频带的 LFM 信号“很可能可以实现较高的加速度容错,而无须多个单独的加速度处理通道”,即便这种波形比宽带 LPM 波形的多普勒容错性差<sup>[70]</sup>。

### 其他脉冲压缩波形

曾考虑用于雷达的脉冲压缩波形还有其他几种形式。它们每种都有令人感兴趣的特性;但就像所有的事情一样,它们都有一些局限性。

**非线性二相码序列**<sup>[71, 72]</sup> 这一节曾经讨论过线性递归序列或叫移位寄存器码。它们由

带有模 2 加法器构成的反馈逻辑  $n$  位移位寄存器组成。用带有线性反馈逻辑的  $n$  位移位寄存器可以获得的不同最大长度序列数目近似为  $2^n/n$ 。如果用非线性反馈逻辑代替,那么最长序列的数量增加到  $2^{2n-1}/2n$ 。当希望采用许多不同的编码以便使相互干扰最小,保证编码的安全性或者使得欺骗干扰更困难时,这种大的数量令人感兴趣。例如,用 5 位移位寄存器,当用线性反馈逻辑时只可获得最大长度为 31 个符号的 6 个序列;若用非线性反馈可以获得 2048 个不同的 32 个符号的伪随机码。 $n$  位移位寄存器的非线性序列长度为  $2^n$  而不是线性序列的  $2^{n-1}$ 。

**补码** 可以找到成对的相位编码,它们的长度相同,其中一个自相关函数的旁瓣是另一个的负数。如果将两个匹配滤波器输出的自相关函数相加,旁瓣的代数和将为零而主响应将为  $2N$ ,其中  $N$  为两种编码中每一种的单元数。它们被称为补码或 Golay 码。Golay 首先报道了它们的存在并描述了如何构建它们<sup>[73]</sup>。理论上,如果用补码则在时间轴上没有旁瓣。补码可以通过二相码或多相码序列获得<sup>[74]</sup>。

不过,补码存在两个限制它使用的问题<sup>[75]</sup>。第一个是两种编码不得不加在两个单独的脉冲上发射,分开检测,然后两者相减。在两个脉冲之间的这段时间内,如果发生目标移动或系统内不稳定,将会导致旁瓣不能完全对消。同时用两个不同的频率发射这两个编码不能解决这个问题,因为目标的响应会随频率变化而变化。第二个问题是当有多普勒频移时对消后的旁瓣不为零,因此模糊图的其他区域将含有高旁瓣。这样用这种方法获得零旁瓣有严重的实际困难,不像第一眼看起来那么吸引人。

**Welch 码**<sup>[76]</sup> Welch 码与 Golay 补码相关,即它们也是成对使用,通过相减获得具有零时间旁瓣的自相关函数。它们用四种相位( $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ )而不是 Golay 码的两种相位( $0^\circ, 180^\circ$ )。它们是一类多相码,但它们的模糊图更像二相码的模糊图而不像 Frank 多相码的模糊图<sup>[77]</sup>。Welch 码会出现和其他形式近似一样的问题。

**霍夫曼码**<sup>[78]</sup> 到目前为止,本节讨论的进行压缩的波形都是等幅的未压缩脉冲。通过相位或频率而不是幅度调制可以提高信号的带宽。一方面,霍夫曼码由在幅度和相位上都变化的单元组成。当多普勒频移为零时,它们产生的自相关函数在时间轴上没有旁瓣,但在压缩波形的两端都有单个不可避免的旁瓣。这两端的旁瓣电平是一种设计折衷。举个例子<sup>[79]</sup>,一个没有多普勒频移的长度为 64 的霍夫曼码在每一端的旁瓣低于峰值 56dB。和其他获得零旁瓣或低旁瓣的方法一样,在模糊图下方体积必须保持恒定[式(6.46)],这意味着在多普勒区域其他地方会出现较高的旁瓣。如果幅度和相位的容差不能维持足够高或者 A/D 变换器位数太少,那么旁瓣也会变差。

**Barker 码的变型** 通过使常规的 Barker 码本身的每个单元成为一个 Barker 码,就可以提高 Barker 码的脉冲压缩比(超过最大值 13)。例如,一长度为 13 位的 Barker 码,它其中的每个单元也是长度为 13 位的 Barker 码,那么它给出的合成编码长度为 169,脉冲压缩比为 169 且最大旁瓣低于峰值 22.3dB<sup>[80]</sup>。这样,通过增加未压缩脉冲的长度可提高脉冲压缩比,但旁瓣的绝对电平没有减少。这种代码称为合成巴克码,也是所谓混合巴克码或串接 Barker 码。

把时间旁瓣区域扩展到超过  $2T$ ,其中  $T$  = 未压缩码的脉宽,那么常规巴克码的旁瓣电平就会减小。这种由 Key、Fowle 和 Haggarty<sup>[81,82]</sup> 许多年前建议的方法利用了这样的事实,即巴克码自相关函数的等幅旁瓣和主瓣的形状相似。由于几何形状的相似性,就有可能通过将

匹配滤波器输出的、经过适当加权和时延偏移的信号复制品与匹配滤波器的最初输出相加来抑制旁瓣。也即将如图 6.17(b)所示的 13 位巴克码自相关函数通过一个旨在消除原始旁瓣的延时和加权横向滤波器。如果要消除 13 位巴克码主瓣每一边的 6 个旁瓣,则在主瓣前面 6 个不同的时间和在主瓣后面 6 个不同的时间加上 6 个加权过的(幅度减小)巴克码自相关函数的复制品。要完成这个任务,巴克码匹配滤波器的后面必须跟一个有 13 个抽头和合适权重的横向滤波器以完全消除(理论上)原始旁瓣。结果是在 13 位巴克码原来的旁瓣每一边,在时间比较远的地方将出现新的旁瓣。这些新旁瓣将低于原来的电平。这些由于横向滤波器而产生的新的最大旁瓣将低于主瓣 32.4dB 而不是原来的 22.3dB。信-噪比的损失比较小,大约为 0.25dB。

**减小相位编码脉冲压缩信号的旁瓣** 有人提出,通过在匹配滤波器后面加一个用来减小时间旁瓣的加权横向滤波器,就可以减小相位编码信号的旁瓣。这和 Key 等人在上面所描述的相似。加权根据下面两个标准之一来选择:(1)使旁瓣内的能量最小,(2)使旁瓣峰值最小。横向滤波器的延迟线的位(抽头)数可以大于相位编码信号的长度(位数)。当横向滤波器的位数大于匹配滤波器的位数时,将相位编码信号填零到与滤波器一样的长度。

讨论这种方法的首批论文之一是 Ackroyd 和 Ghani<sup>[83]</sup>写的。他们确定了横向滤波器的加权以便给出在最小二乘意义上与所希望的输出信号相似的压缩输出信号。需要最小化的输出是个和,它表示实际的旁瓣电平和想要的旁瓣电平之差的“能量”。有时这叫作使积累旁瓣最小化或 ISL<sup>[84]</sup>。从 13 位巴克码开始,Ackroyd 和 Ghani 证明,用长度为 13、41、53 和 66 的最小二乘滤波器,最大的旁瓣电平分别低于峰值 24dB、40dB、50dB 和 60dB。据说,当用最小二乘滤波器代替 13 位巴克码匹配滤波器时,信-噪比的损失约为 0.2dB。

这一技术也已被用来减小合成巴克码的旁瓣电平<sup>[85]</sup>。例如,一个 52 单元的合成巴克码可将一个 4 单元的巴克码和一个 13 单元的巴克码组合在一起而获得。当通过一个 200 位最小平方误差的横向滤波器时,可以产生低于峰值 40.7dB 的最大旁瓣电平。这种失配滤波器导致的计算损失为 1.86dB。

类似地,可以选择横向滤波器的加权来使旁瓣峰值最小<sup>[86]</sup>。Baden 和 Cohen<sup>[87]</sup>证明,用这种准则获得的旁瓣峰值比用最小化积累旁瓣所获得的旁瓣峰值要小 1~7dB,这取决于特殊的编码和滤波器长度。据说,信-噪比的损失小于 1dB。与匹配滤波器的原始输出旁瓣相比,“对于合理的滤波器长度很容易实现”15dB 或更高的旁瓣减小。这种旁瓣加权技术也可用于在主瓣附近产生没有旁瓣区域的失配滤波器。

虽然描述了几种用以减小二相码信号匹配滤波器输出旁瓣的方法,但很明显,它们没有像减小线性调频脉冲压缩波形的时间旁瓣的非匹配加权滤波器那样应用广泛。

### 脉冲压缩的其他方面

**一般的压缩信号** 顺便回顾一下,由匹配滤波器产生压缩脉冲的一般特征示于图 6.22 中。压缩脉冲的峰值等于  $2E$ ,其中, $E$  是输入信号的能量(不过注意,输出峰值的单位是伏特而不是焦耳)。峰值仅取决于输入信号的能量而不是信号的形状。压缩脉冲的带宽近似为  $1/B$ ,其中  $B$  等于信号带宽,不管带宽是如何得到的。当未压缩脉冲总的持续时间是  $T$  时,压缩脉冲的旁瓣就在时间上扩展到  $2T$ 。旁瓣的特点由未压缩信号  $s(t)$  的形状决定。脉冲压缩设计最重要的一个方面是选择  $s(t)$ ,以使旁瓣电平最小。

具有相同分辨力和能量的脉冲压缩和窄脉冲之间的重要差别为窄脉冲没有时间旁瓣,而

脉冲压缩信号有旁瓣,这种旁瓣会被误认为真实的目标或掩盖了延伸到时间  $2T$  上旁瓣区域内的小目标。

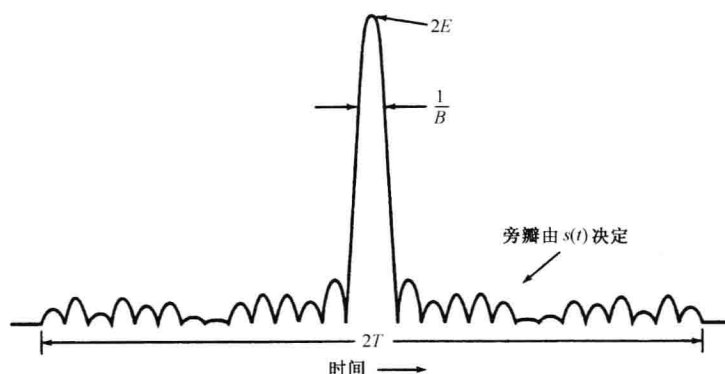


图 6.22 一般的脉冲压缩示意图,它的未压缩波形是  $s(t)$ ,带宽  $B$ ,持续时间为  $T$ ,能量为  $E$

**脉冲压缩中的限幅** 由于未压缩雷达波形的幅度是恒定的,有时限幅用在接收机中匹配滤波器之前以保证匹配滤波器的输入信号幅度是均匀的,或者用 CFAR 来提供一个恒定的虚警率。第 3 章中提到过硬限幅不能和 MTI 雷达一起使用,因为它会显著减小改善因子。如果脉冲压缩和 MTI 一起使用,而且如果希望把硬限幅用于脉冲压缩,那么限幅器和脉冲压缩匹配滤波器可以放在多普勒处理后面而不是前面。另一方面,当脉冲压缩放在 MTI 后面时,MTI 处理机就不能从用脉冲压缩获得的杂波衰减中受益。如果 MTI 的发射机和振荡器都非常不稳定,则在脉冲压缩中使用限幅器就与这里假设的情况不同,这将在以后的“与其他处理的兼容性”中描述。

如果 MTI 处于脉冲压缩匹配滤波器的前面或者雷达中根本不用 MTI,那么限幅器可以和脉冲压缩一起采用。即使如此,在脉冲压缩中用限幅器还有几个令人关心的地方,包括(1)信-噪比的损失,(2)附近小目标信号的抑制,(3)出现寄生(虚假)目标的可能。

对于相位编码波形,信-噪比的损失随着编码的长度和累积脉冲的数量增大而减小。Castella 和 Ruadie<sup>[88]</sup>给出了由于限幅引起的损失,见表 6.6<sup>[88]</sup>。硬限幅器限幅电平设置得足够低(比噪声电平低很多),以便输出信号的幅度没有变化,不过保留了频率调制和相位调制。表中列出的硬限幅器对应于中频的模拟限幅,Castella 和 Rudie 对数字软限幅器是这样定义的:信号的  $I$  和  $Q$  分量在基带上量化为三位,其中两位分配给噪声的  $\pm 2\sigma$ 。表 6.6 表明了如果应用硬限幅,就要设法增加编码长度和积累大量的脉冲。

表 6.6 由限幅引起的相位编码波形的损失<sup>[88]</sup>(检测概率为 0.5,虚警概率为  $10^{-6}$ )

限幅器类型*	编码长度	积累脉冲数	信-噪比损失
硬限幅器	16	1	6.4dB
	16	8	1.8dB
	128	1	1.4dB
数字软限幅器	16~128	1~8	0.4~0.5dB
数字硬限幅器	16	1	8.6dB
	16	8	3.0dB
	128	1	2.4dB
	128	8	2.0dB

\* 见正文关于限幅器的描述。



上面提到的第二个所要求关心的小信号抑制涉及两个重叠的未压缩脉冲。限幅器的作用是抑制两个信号中小信号的一个,促使该信号比不用限幅时被检测的可能性更小。这可在线性调频信号或相位编码信号时产生。在重叠区,如果较强的信号有大的信-噪比<sup>[89]</sup>,那么,微弱信号能被压缩 6dB<sup>[89]</sup>,而噪声也减小了。最终结果是减小了对微弱信号的检测概率,而这一结果会迅速变差,取决于重叠量<sup>[90]</sup>。

第三个关心的是当未压缩脉冲有重叠时,除了真实目标外,有产生虚假目标的可能性。Woerrlein<sup>[91]</sup>认为,两个重叠的线性调频信号会在两个目标回波的两边出现一系列虚假目标。如果两个调频信号仅有部分重叠,那么虚假目标的数量就相应减少;另一方面,当两个二进制相位信号重叠时,不会有任何虚假目标出现;但当两个二进制信号重叠时,第四个信号就会是真的。他的分析仅适用于大的信-噪比的情况。

在上面的讨论中,假设有意把限幅包含在雷达处理过程中;但是,当大的杂波或干扰信号驱动接收机饱和时,就会发生无意的限幅。

**互相关特性** 有时需要一部以上的雷达在相同的覆盖区域内同时工作在相同的频率上。每部雷达可以利用不同的脉冲压缩波形来使串扰最小(一部雷达把从另一部雷达接收的信号当作真目标,而该目标实际上是虚假目标)。各种波形导致相互干扰或虚假目标报告的可能性可以通过检验两个不同信号之间的互相关函数(交叉模糊函数)来确定。通常,来自另一部雷达的具有不同波形且覆盖相同带宽的信号在一部雷达中产生的最大输出一般会大于雷达本身的自相关函数(它的匹配滤波器的输出)的旁瓣。

如果只有两部线性调频脉冲压缩雷达,一部可以用上调频而另一部可以用下调频来减小串扰。非线性调频波形也可考虑用来避免不同雷达之间的串扰。

找到两个 Costas(跳频)码以便让一部雷达的回波在另一部雷达中产生的旁瓣功率电平比该雷达主瓣功率电平低  $(2/M)^2$  是可能的,其中,  $M$  是频率数,而  $M^2$  是脉冲压缩比<sup>[92]</sup>。这可与本节早些时候 Costas 码模糊函数  $(1/M)^2$  的最大旁瓣电平相比。当有两个以上具有 Costas 码的信号存在时,最大的交叉模糊旁瓣功率电平能够大大超过  $(2/M)^2$ 。

对于二进制相位编码脉冲, H. Deng<sup>[93]</sup> 估计,一组  $k$  个二进制序列( $k \geq 2$ )的互相关函数的最大功率电平比压缩脉冲峰值低  $kM/3(k-1)$ 。每  $k$  个二进制序列的长度都为  $M$ 。对于  $k=2$ ,该表达式预计最大旁瓣比峰值低  $(M/1.5)^2$ 。这样,互相关旁瓣不像自相关函数的旁瓣那样低(自相关函数的旁瓣可比峰值低  $M^2$ )。利用大家熟知的最优化技术——仿真精炼, Deng 找到了在  $k=2$  或 3 时具有接近预测互相关旁瓣的编码序列(在其最优化中,它允许自相关最大旁瓣电平和互相关最大旁瓣电平一起进行同等加权)。随着  $k$  的增加,互相关旁瓣估计表达式所预测的旁瓣比通过仿真精炼所真正获得的旁瓣好,这是因为当  $k$  较大时很难满足估算中的近似条件。

**与其他处理的兼容性** 脉冲压缩可以与 MTI 雷达一起使用,就像这一节前面提到的。当它们一起使用时需要注意的是,如果限幅用于脉冲压缩,它不会降低 MTI 的性能。脉冲压缩提高的距离分辨力能够降低雷达看到的杂波量,使得只要求小一点的 MTI 改善因子。对一个理想的系统来说这可能是真的,但正如 Shrader 和 Gregers-Hansen<sup>[94]</sup>所指出的那样,如果存在着严重的系统不稳定性,旁瓣增大,那么 MTI 的性能可能不会比发射同样长度、未经编码的脉冲系统性能好,甚至比它还要差。

由于系统设计或器件对频率的非线性在脉冲压缩波形中产生的旁瓣是不随时间变化的,



因此就像杂波一样它将在 MTI 处理机中对消。不过,由于本振、发射机电源、时间抖动和其他发射噪声引起的不稳定性会导致类似噪声的随时间变化的旁瓣,这些旁瓣与杂波的幅度成正比。这种类似噪声的时间旁瓣不能通过 MTI 对消,产生可以越过检测门限的剩余杂波,作为目标显示出来。Shrader 和 Gregers-Hansen 建议采用一种对付这些类似噪声的旁瓣的方法。这种方法将脉冲压缩滤波器放在 MTI 处理机前面,在它前面还放置一个限幅器。设定限幅器的输出动态范围为系统带宽内发射机峰值功率与发射机噪声二者间的差,然后是 MTI 处理机。第二个限幅器放在脉冲压缩滤波器的后面,其输出动态范围的设置与所期望的 MTI 改善因子相同。MTI 处理机跟在后面。这两个限幅器使发射机噪声和其他不稳定性所引起的剩余杂波与 MTI 处理机输入端的前端热噪声相等。这两个限幅器是可调节的,以便当雷达放在现场时,它们可以调整以适应不同的杂波环境和雷达设备工作条件。

当脉冲压缩用于多通道雷达时,如单脉冲跟踪雷达的三个接收机通道或有源孔径相控阵雷达的成千上万个通道,必须对脉冲压缩进行特殊考虑,每个通道与其他剩下的通道必须有很好的匹配性(几乎相同)。当需要精确的多个脉冲压缩器件时,声表面波器件的可重复生产性和精确性对于应用来说是比较有吸引力的<sup>[95]</sup>。

**频谱扩展** 频谱扩展通信系统<sup>[96]</sup>采用类似于用在脉冲压缩雷达中的编码波形。不过,在通信中用编码波形的目的与雷达中脉冲压缩的目的是不同的。通过把每个发射信号的编码做得不同于其他的编码,这就使得频谱扩展通信波形可以同时重复利用相同的频段。在军事通信中,频谱扩展波形也具有抑制干扰和减少被敌方电子接收机检测可能性的能力。有时,利用类似于频谱扩展通信系统的波形的脉冲压缩雷达被称为频谱扩展雷达。不过这个术语是一种误导,因为在脉冲压缩中波形编码的目的与频谱扩展通信中的目的是完全不一样的。建议在描述脉冲压缩雷达时避免采用“频谱扩展”这个术语。

### 脉冲压缩波形的比较

正如本节所看到的,有许多种不同的脉冲压缩波形,它们各自有不同的优缺点。表 6.7 比较了不同脉冲压缩波形理论上可能达到的旁瓣电平。表中多相码预期的旁瓣最低;但脉冲压缩比越大,相位增量就越小而且精度越高。例如,脉冲压缩比为 900 时需要的相位增量为  $360/\sqrt{900}=12^\circ$ ,而且需要的相位容错是这个增量的一小部分。

过去,在雷达脉冲压缩中使用最多的是线性调频波形。它没有某些其他波形复杂,特别是当允许利用的脉冲展宽时。在接收时通常需要加权,把旁瓣电平从 -13.2dB 减到 -30dB 的量级,损失大约 1dB。当距离多普勒耦合几乎没有什么影响时,多普勒频移导致距离测量出现误差。要不然,通过应用上调频和下调频可以获得真实距离。线性调频波形的脊背状模糊图意味着它是多普勒容错的,且在出现较大的多普勒频移时可用单个滤波器。

表 6.7 不同脉冲压缩波形的最大旁瓣电平(最大旁瓣以低于压缩信号峰值的 dB 形式表示)

脉冲压缩比	伪随机序列	计算机搜索二进制相位	多相码 <sup>1</sup>	Costas 码 <sup>2</sup>
13		22.3		
15	14.0			
16			21.2	12.0
25			23.9	14.0
28		22.9		

续表

脉冲压缩比	伪随机序列	计算机搜索二进制相位	多相码 <sup>1</sup>	Costas 码 <sup>2</sup>
31	17.8			
49			26.8	16.9
63	20.4			
64			28.0	18.0
73		25.2		
88		24.7		
100			29.9	20.0
112		25.4		
121			30.8	20.8
127	24			
129		25.3		
144			31.5	21.6
255	25.9			
256			34.0	24.1

1 对于多相码,最大旁瓣这里取比中心峰值低  $\pi^2 N$ , 其中  $N=M \times M$  = 脉冲压缩比,  $M$  是矩阵的尺寸。

2 对于 Costas 码,离开中心峰值的最大旁瓣这里取比中心峰值低  $N$ , 其中  $N=M \times M$  = 脉冲压缩比,  $M$  是子脉冲数量(等于频率数)。在压缩峰值中心附近,旁瓣电平可能比表中所示的要大。

线性周期波形与线性调频波形相关,而且理论上是一个真正的多普勒容错波形。在大多数雷达应用中,似乎没有必要用线性周期信号代替线性调频信号。

与线性调频信号相比,非线性调频信号波形可能更加复杂,但可以得到低旁瓣而且没有由失配加权滤波器引起的损失。它的图钉状模糊图意味着当出现大的多普勒频移时要用匹配滤波器组,这使处理更加复杂。在远程雷达中,损失最小比较重要,当需要低旁瓣时可以考虑使用非线性调频。

二相码伪随机波形以往在军用脉冲压缩雷达中曾考虑使用,因为原先相信它们能够提供一定程度的抗欺骗干扰能力。移位寄存器码可能看上去是随机的,但通过考察代码的一部分,就容易预测出代码的其余部分。Geffe<sup>[97]</sup>指出,产生二相码波形的  $n$  级移位寄存器的连接形式可由知道移位寄存器序列的  $2n-1$  个连续位后用初等方法确定。这样它们不具有内在的保密性。非线性移位寄存器码比线性移位寄存器码有更多的选择。正是这个原因,出于保密目的,用非线性移位寄存器码要好一点。真正随机码可能没有伪随机码的局限性,但即使这些码是完全保密的,它们没有像其他脉冲压缩波形所具有的低旁瓣。二相码比线性调频的处理更加复杂,当出现大的多普勒频移时,它们需要滤波器组。

表 6.8 给出了线性调频和二相码脉冲压缩波形的简单比较。

多相码比二相码的旁瓣低,对于大的多普勒频移它们没有好的多普勒容错性,但是适合于检测具有飞机速度的目标。它们对于脉冲压缩应用是有意义的,但没有被广泛应用。B. Lewis<sup>[55]</sup>建议的滑动窗修正看来可以提供比其他任何一种脉冲压缩方法更低的旁瓣,但信-噪比有小的损失。

与相位编码波形相比, Costas(跳频)码可用较少的子脉冲实现一个特定的脉冲压缩比。它们的旁瓣几乎和普通的二相码波形一样。给定长度的许多不同 Costas 码比二进制相位码更容易获得。在针对某些电子对抗形式的军用雷达中,这一特性可能是最令人感兴趣的。

表 6.8 线性调频和二进制相位编码脉冲压缩波形的比较

特 性	线 性 调 频	二进制相位码脉冲
时间旁瓣	当接收加权约 1dB 损失可以容忍时是好的(−30dB)	可以等于 $1/2N$ , 不易改善, 多普勒旁瓣差
多普勒	多普勒容错	需要滤波器组
模糊图	脊背状	图钉(但在基底上有高旁瓣)
脉冲压缩滤波器	单个滤波器可以被用作发射和接收, 对高分辨力通常是模拟的	单个滤波器可以被用作发射和接收, 但在相反的末端输入, 通常是数字的
复杂性	不太复杂, 特别是可以采用展宽时	较复杂(需要滤波器组)
应用	高分辨力(宽带)	长脉冲
其他	距离多普勒耦合, 比其他脉冲压缩应用更广泛	带宽受到 A/D 变换器的可应用性限制, 被错误地认为对 ECM 欺骗干扰不太敏感

沿零多普勒时间轴应该产生零旁瓣的补码和霍夫曼码有着令人感兴趣的理论特性, 但也有使它们在雷达上不太可能使用的严重实际局限性。

在工程设计上, 当有一种以上的方法可以用来实现所期望的目标时, 很少有一种解决办法对所有应用而言都是最好的。这同样适用于脉冲压缩。雷达设计师应该保持开放的心态, 仔细检查可选方案, 以确定在任一特定雷达应用的脉冲压缩波形的类型。

## 6.6 目标识别

早期雷达是“模糊点”检波器, 它们只检测目标的存在并且给出目标的距离和角度位置, 无法提供其他更多关于被检测目标的类型等信息。近些年来, 随着雷达距离和横向距离分辨力的提高, 使得分辨目标的各个散射中心和推断目标的某些性质成为可能, 从而使雷达不再只是模糊点检波器而能够进行目标识别。

即使没有高分辨力, 雷达也能够依据目标在空间和时间的行为特征等信息, 识别出目标或散射体的基本特征。在有些情况下, 横截面积与频率的依存关系也是一种有用的鉴别方法。

下面按决策所需要信息量的递增顺序, 列出各种不同层次的目标识别。

- 目标的基本特征: 根据雷达显示回波可以识别飞机、舰船、汽车、鸟、人、雨、箔条、气流、陆地杂波、海杂波、秃山、森林、流星、极光、电离媒质或者其他自然现象。一个训练有素的雷达操作员利用适当的雷达, 能够对目标的回波进行大的分类。

- 目标类型: 这包括识别一个目标是战斗机而不是多引擎轰炸机, 是货轮而不是油轮, 是军用履带车而不是卡车, 是箔条而不是舰船, 是埋藏于地下的岩石而不是地雷, 或者是地对空导弹基地而不是垃圾场。有时也将这种粗略的识别形式称作感知分类。

- 目标种类: 这包括确定目标是所属的许多可能种类中的哪一类。例如, 雷达已经确定

所检测到的目标是飞机,那么它到底是 F-18、F-22、MIG-31、B-2、A-6、Rafale-2000,还是其他的某种飞机呢?如果目标是舰船,那么它到底属于 Aegis 驱逐舰 DDG-51、Aegis 巡洋舰 CG-47、Kara、Sovermeney 或者诸如此类的其他舰船,还是箔条诱饵回波?如果它是鸟类,那么它是一只惊鸟、野鸭或者其他什么鸟?这种确定目标种类的处理称作目标分类。

以上定义并不是标准化的,因此当你听到或者读到这些术语时必须注意,确保其含义清晰。糟糕的是,在有关目标识别的文献中往往没有做到这一点。

目标识别的最终形式是目标辨认包括确定目标的真实名称、序号或者编号。目标辨认通常需要一个协作系统,也就是说目标必须以某种形式与辨认传感器相结合。目标必须有某种形式的通信系统、数据链或者应答系统,以便定期报出身份或者当询问机询问时确认身份。非协同目标识别系统(NCTR)无须目标本身的配合就可获取目标识别信息,雷达就是这种系统的一个例子。对于 NCTR 雷达,目标识别是建立在检查雷达接收到的目标回波信号特征的基础之上的。

军用协同识别系统称作敌我识别或 IFF,它们也称为协同飞机识别或 CAI。在民用空中交通管制中,协同识别方法称为空中交通管制雷达信标系统或 ATCRBS。IFF 和 ATCRBS 是提问-回答系统的例子。询问机问:“你是谁?”应答机自动回答说:“我是一个朋友,我的名字是……”

雷达对非合作目标的识别能力与目标类型有关。例如舰船要比飞机更容易进行分类,因为舰船有很多独立的散射体可以使得不同类别的舰船相互区分开。通常情况下目标检测利用的是回波的总能量,而目标识别则是对目标特征回波的细节进行识别,因此目标分类比目标检测需要更高的信-噪比。对目标识别而言,目标上很多小散射体有时比具有的少数大散射体更为重要,而对于目标检测来说情况则相反。因为目标识别时需要大信-噪比来对小散射体进行检测,所以能进行可靠识别的距离通常要比检测到目标时的距离近。

对识别非合作目标方法感兴趣的主要是军方。与此相反,民间对飞行器目标识别的需求通常用合作的方法就可以满足,例如 ATCRBS(空中交通指挥雷达信标系统)就是采用合作方法来实现目标识别的。NCTR 探测器的主要任务就是将一类目标从可能存在的其他众多目标中识别出来,它可以是一种用来完成非合作目标识别的雷达。如今,NCTR 和合作识别方法共同用于重要的军事功能:战斗目标识别(Combat Identification)。如果待识别的目标是空间飞行器或人造卫星,那么目标识别有时候就称为空间目标识别(Space Object Identification),简称为 SOI。也可以称 NCTR 或战斗目标识别为自动目标识别(Automatic Target Recognition 或 ATR)。自动目标识别主要是指能够自动完成识别军用和地面目标的一些方法。在民用场合,用雷达和其他探测器来探测自然环境的特征,称为遥感(Remote sensing)。遥感雷达可以用来观察阵雨、大气效应、风切变及鸟类和昆虫;用来测定地球表面地形;探索行星及它们的卫星(例如探测一直覆盖金星的大气层下的金星表面);以及监测冰层情况,平均海平面和引起海潮的风<sup>[98]</sup>。

目标识别包含两方面的内容。第一方面是将目标回波从它的环境(例如杂波)中分离出来,且从回波中提取能识别目标的特征。第二方面是用一种判决方法来判定提取出来的特定雷达特征信号属于哪类或哪种目标。这个判决过程通常但并不永远是自动完成的,而且一般是基于经典模式识别方法或类似的判决法。例如先将已知目标的特征信号存储到计算机里(建立一个数据库),当获得未知目标的特征信号时将之与数据库里的特征信号相比较,看它与

库中哪个已知目标的特征信号达到最佳匹配。(这只是个非常简化的叙述,实际用于目标识别的算法是相当复杂的。)下面所讲的内容只考虑第一方面,也就是信息提取方面的内容。

不管用雷达、光学还是人眼来进行目标识别都不可能达到 100% 准确。即使用协作系统来识别,准确度也不能达到 100%。<sup>①</sup> 一种目标识别的方法只有在它能将一类目标从几十种目标中识别出来的准确度大于 85% 时,才能认真考虑使用的可能。好的目标识别方法应该至少有 95% 以上的识别准确度。准确度 95% 意味着每 20 次判决中有一次是错误判决。现在很多人提出并研究了各种雷达目标识别方法,但只有很少几种能满足要求的准确度和可靠性,尤其是在某一时刻待识别的目标数很大的情况下。因为如此,通常将几种识别方法结合起来使用,提高总的正确判决概率,且在正确判决的基础上实现近似于 100% 的识别准确度。

目标在回波环境中运动时可用多普勒处理,将杂波的回波滤除掉。MTI(动目标显示)雷达采用的就是这种方法。如果在杂波环境中的目标固定的话,MTI 的方法就不适用了,此时就要采用别的技术把目标从杂波环境中分离出来。下面提到的一些目标识别方法就可以实现这样的功能。非运动目标的检测有时被称为固定目标显示(STI)。

本节的其余部分将简要回顾几种基于雷达的目标识别方法。在对所有方法进行介绍时,都假定目标所处的环境里是没有杂波的;即使有杂波也可以通过一些方法,将目标从杂波中分离出来。

#### 用高距离分辨力雷达实现一维成像

一部雷达如果有足够高的距离分辨力,那么它就能分辨出一个目标中不同的散射中心,而且能给出目标的径向剖面图(一维像)。用目标的径向剖面图可以测定目标在距离维的长度,但是用这种方法不能精确测得目标的物理长度。这主要是由以下几个原因造成的:通常情况下目标边缘的回波比较小,这样就可能探测不到目标边缘;也有可能目标的某一端被目标其他部分挡住了;或者所测的目标相对于雷达的姿态角不精确知道。即使能够精确地测出目标的尺寸,用它来识别大部分感兴趣的特定目标类别通常也不是一种好方法。

图 6.23 给出 757 型飞机的径向剖面图,该图是由具有 1 米距离分辨力的 L 波段对空监视雷达测得的<sup>[99]</sup>。图上部是 7 个时间上排好的脉冲径向剖面图的重叠。通过比较第一个脉冲测得的目标位置和最后一个脉冲测得目标位置的变化可以得到目标的径向速度。7 个径向剖面图的平均值如图下部所示,这样就得到了该目标的尺寸。如果上述目标姿态角已知的话就可以估算出飞机的翼展宽度或飞机长度。图 6.23 是典型的喷气式飞机径向剖面图,这是因为喷气式飞机上各个可分辨的独立散射体是相对固定的。另一方面,螺旋桨式飞机从飞机前端和机尾也有固定的回波,但是由螺旋桨式飞机得到的回波脉冲之间起伏很大,这样就能将螺旋桨式飞机从喷气式飞机中识别出来。

图 6.24 是由分辨力约为 0.3m 的 X 波段雷达获得的一艘大型海军军舰的径向剖面图。由图可以看出,该目标的径向剖面图与一年后测得的图基本一样。

经常有人认为,用径向剖面图来对飞机目标进行分类是一种可行的方法。然而用这种方法进行目标分类有一个比较严重的困难:只要目标姿态角有很小的变化,目标径向剖面图就会变化,也会出现目标的一部分被其他部分挡住的情况。如果在雷达的一个分辨单元内不止一

<sup>①</sup> 目标识别的准确度不可能超过设备的“可使用率”(可使用率是设备可运行的时间的百分率)。因此假设一个特定的 IFF(敌我识别系统)或 NCTR 的 95% 的可使用率,那么这样一个设备能实现的目标识别准确率就不能大于 95%。

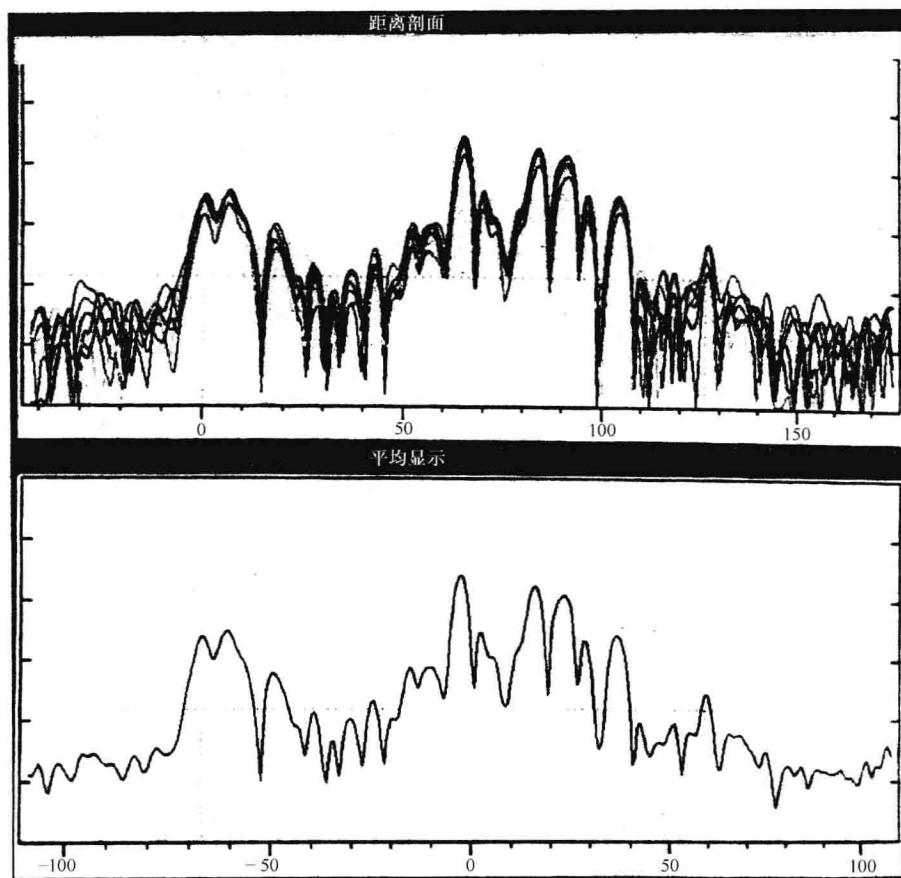


图 6.23 用 L 波段约 1 米距离分辨力的雷达获得的商用 757 飞机的径向剖面图。上图:7 个时间上接续的脉冲径向剖面图的重叠。下图:7 个剖面图的平均。横坐标单位为英尺(图片由海军研究实验室的 G. Linde 提供)

个散射中心,姿态角变化就会造成各个散射中心间相对相位的改变。这将引起各散射体间的相加或相减性的干涉,结果就会改变雷达分辨单元内总的散射截面积。因此在建立一个径向剖面图数据库,用于对未知剖面图匹配时,库中每个目标必须用不同姿态角下的剖面图进行表征。在实际识别时为了能很好地利用库中的参考剖面图,需要对未知目标的姿态角进行估计(观察目标的航迹是估计目标姿态角的一种方法)。这样对每个目标都需要在计算机里存储大量的参考剖面图。另外,可有几十种甚至上百种目标需要识别。采用高距离分辨剖面图进行目标识别刚开始时看起来比较简单,但随着深入探究很快就觉得是很复杂的一种方法。通过研究得出了一个结论:在实际应用中,高距离分辨剖面图进行目标识别是不容易实现的<sup>[100, 101]</sup>。

**感知分类法** 虽然用一维径向剖面图很难将一类目标从其他类目标中识别出来,但是将目标简化为几大类后进行识别还是有可能的。这种将目标简化为几大类进行识别的方法,有时也称为感知分类法。在飞机的情况下,G. Linde 和 C. Platis<sup>[99]</sup>根据由距离分辨力为 1 米的 L 波段雷达测得的目标径向剖面图得以将飞机目标分为下面几大类:小型或大型喷气机,小型或大型螺旋桨式飞机,直升机和导弹。感知飞机分类法不需要用专用雷达系统实现。Linde



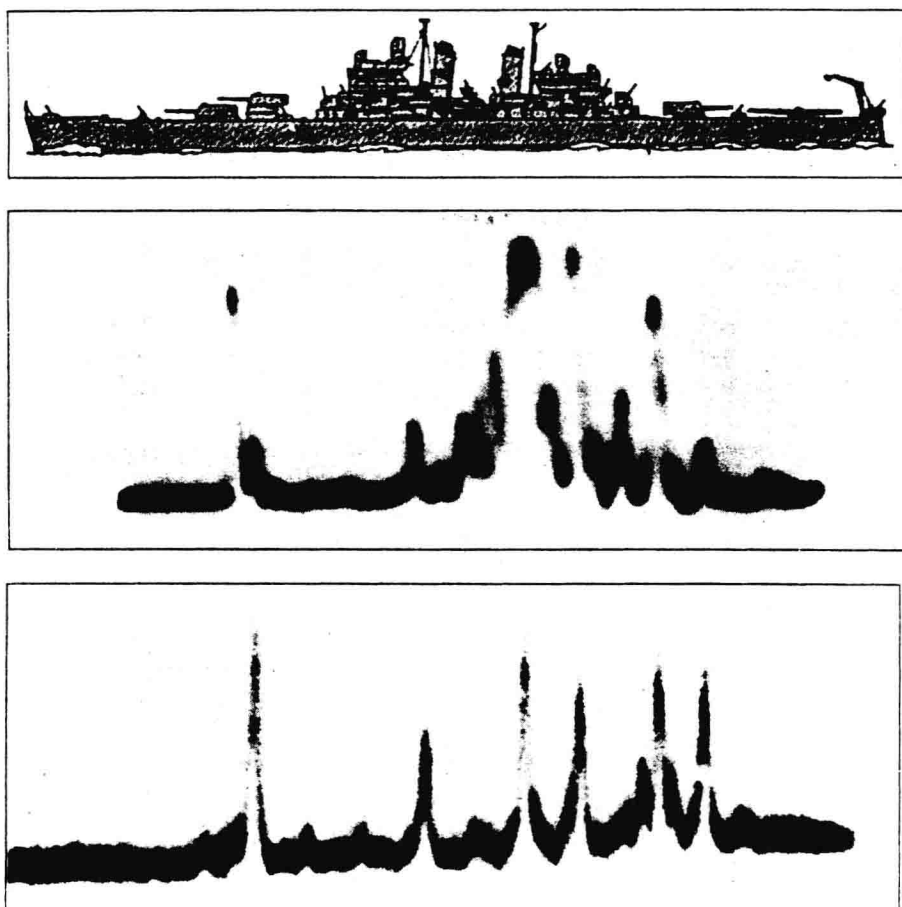


图 6.24 由具有 1 英尺距离分辨力的 X 波段雷达获得的前美国海军 USS Baltimore 驱逐舰的径向剖面图。(a)军舰的外形图,(b)从船尾方向照射得到的剖面图,(c)比(b)早一年从船头方向照射得到的剖面图(该图由海军研究实验室前工作人员 I. W. Fuller 提供)

已经证明,在宽带空中监视雷达中采用脉冲压缩频率展宽技术也能进行目标的分类。这时,当天线扫过目标时可以获得高的距离分辨力。

仅用距离上高分辨力的信息对舰船进行一维成像时,可将舰船分为以下几类:大型船只,小船只,军舰,商船,油轮和航空母舰。尽管感知分类法的使用有它的局限性,然而对雷达的要求不像确定目标类型时那样高。实现可靠的目标分类除了径向剖面图外,一般还需要其他的信息。这些另加的信息可以是下面讨论的高分辨力横向距离剖面图。

### 目标的两维雷达成像

目标的两维像(径向距离和横向距离)可以通过成像雷达如合成孔径雷达(SAR)、逆合成孔径雷达(ISAR)或者传统的高分辨雷达如机载侧视雷达(SLAR)来获得。

**合成孔径雷达** 合成孔径雷达可以得到地球表面径向距离和横向距离两维的高分辨力像<sup>[102]</sup>。SAR 可以进行远距离成像,且还可以在恶劣天气里成像,这对红外和光学传感器来说都是不可能实现的。SAR 的横向距离分辨力理论值为  $\Delta x = D/2$ , 其中  $D$  是 SAR 的实际天线孔径



的水平宽度。然而 SAR 不能精确地对动目标成像。动目标的像有很严重的失真并与它们的真实位置有错位。例如,对一列在铁轨上行驶的火车成像,成出来的像会与铁轨有错位。舰船的运动模式很复杂,有起伏、倾斜和左右摇摆运动,而且舰船的各部分的运动可能不一样。因此 SAR 只能用于固定目标识别。SAR 的一个在军事上的应用是用于空中战场警戒和固定目标成像,X 波段联合 STARS 雷达就有这样的功能。图 6.25 是 Metratek 公司获得的一架停在跑道上的 B-52 飞机的 X 波段 SAR 图像。图像的分辨力大约为 1 英尺。可以将这张图与图 2.18 做比较,图 2.18 是在 VHF 波段低分辨力条件下获得的类似目标的 ISAR 像。(书中图 6.25 和图 2.18 给出图像的分辨力由于印刷过程已经变差了,比处理器处理出来的原始图像的分辨力要差)。

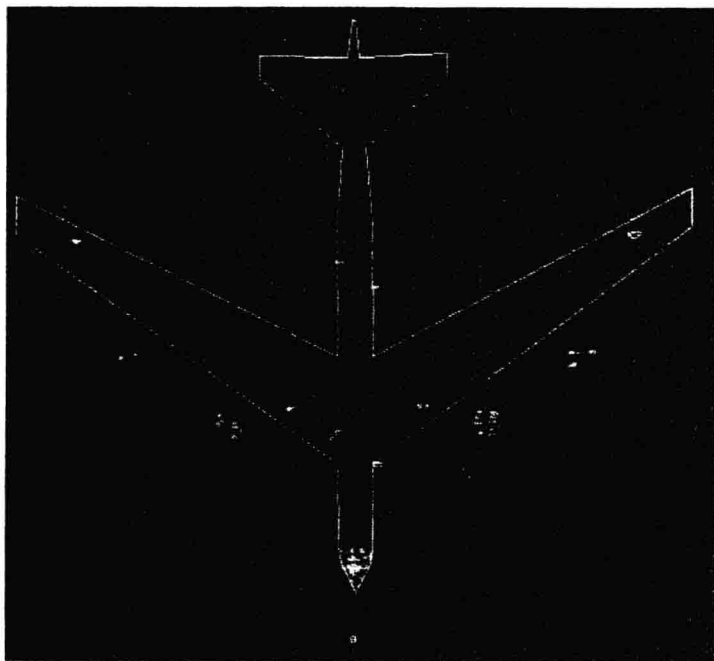


图 6.25 停在跑道上的 B-52 飞机的 X 波段 SAR 图像。分辨力 1 英尺左右,同时给出飞机轮廓图用于比较(图片由 Metratek 公司的 Ray Harris 提供)

**逆合成孔径雷达** 在 ISAR 雷达中横向距离分辨力是由高多普勒频率分辨力来保证的。动目标的每个部分相对于雷达的相对速度都不同,尤其是在目标运动有很大旋转分量的情况下。多普勒频率分辨使得动目标的不同部分在横向距离上能分辨出来。径向距离分辨可以由窄脉冲或脉冲压缩来实现,这样就可得到一个目标的两维像。横向距离分辨力可以证明是  $\Delta x = \lambda / (2\Delta\theta)$ , 其中  $\Delta\theta$  是在 ISAR 观察时间内目标姿态角的变化量,  $\lambda$  为雷达波长。由公式可见,横向距离分辨力取决于雷达观测时间内目标姿态角度转动量的大小。与 SAR 不同,ISAR 是利用目标运动来成两维像的。

SAR 和 ISAR 成像都需要目标姿态角有一个变化量<sup>①</sup>,所以在这一点上 SAR 和 ISAR 是有联系的。在 SAR 中假定目标是固定的,雷达处于运动状态;而在 ISAR 中目标是运动的。目标运动使得目标与雷达间有相对速度的变化,从而造成目标各个部位多普勒频移的不同。目标上各个散射体的多普勒频移可以通过滤波分辨出来。在通常情况下进行 ISAR 成像时,需要在目标上跟踪一个大散射体作为参考。

图 6.26 是一条商船的 ISAR 图像,该图像是由径向和横向距离分辨力均为 2m 的 X 波段雷达获得的<sup>[103]</sup>。舰船前后颠簸使得它桅杆顶部的速度比桅杆底部或甲板的速度要高,这些速度上的差别引起不同的多普勒频移。对多普勒频移进行分辨可以得到桅杆的像,再与传统的距离分辨结合起来就可得到舰船在颠簸运动模式下沿长度方向的垂直剖面图。滚动运动也能提供高度信息,但是仅在包含舰船宽度信息平面里。舰船的宽度比它的长度要小,所以滚动运动对识别的意义不大。舰船的左右晃动可以得到目标的平面图。舰船的前后颠簸、滚动和左右晃动使得 ISAR 可以得到下面几种目标像:沿舰船长度方向的垂直剖面图,沿船船宽度方向的垂直剖面图,水平平面图或是前三种图结合在一起的透视图。因为一般情况下舰船颠簸、滚动和左右晃动运动的角速度都是未知的,所以 ISAR 像中径向距离和横向距离的值都是不准确的。这对用 ISAR 进行舰船目标类别的识别没有太大影响。

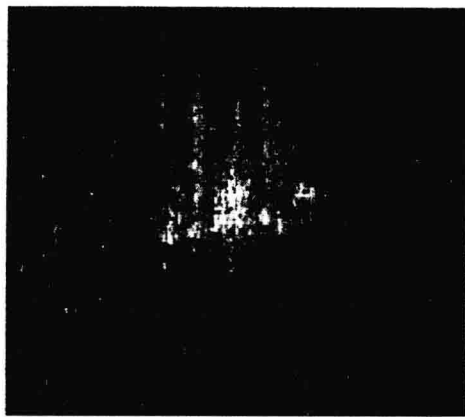


图 6.26 未经图像处理的某一商船(17 000 吨)ISAR 像,该像由一部距离分辨力为 2m 的 X 波雷达获得。图中纵轴的比例放大了一点。注意,到“雷达眼”看到的图像段与“光学眼”看到的是不一样的,但是仍然可以从一系列的 ISAR 像中得到有用的信息(图片由海军研究实验室的 Ronald Lipps 提供)

舰船的上下颠簸、滚动和左右晃动情况下成出来的 ISAR 像是不相同的,所以需要观察几十秒的时间才能得到适合分类的目标像。舰船目标识别时,对时间的要求没有飞机目标识别时那么急迫,所以进行相对长时间的观察是可能的。有经验的操作员有时可以直接通过观察 ISAR 像识别出舰船类型。然而大部分情况下操作员必须依靠更为复杂的技术,才能将目标识别出来,尤其是目标可能属于多类目标中的一类时。操作员可以将下面三种方法结合起来进行目标识别。

① SAR 与 ISAR 是同一现象的不同表现。ISAR 中目标姿态角的变化  $\Delta\theta = \lambda/2\Delta x$ 。而 SAR 中固定目标姿态角的变化是由雷达的实际孔径波束宽度决定的,  $\Delta\theta = \lambda/D$ 。将这个公式代入 SAR 中横向分辨力公式  $\Delta x = D/2$  中可以得到  $\Delta x = \lambda/(2\Delta\theta)$ 。可以看出,这个式子与 ISAR 中横向距离分辨力的表达式是一致的。

(1)相对位置测量:测量舰船上沿船头到船尾方向上主散射体间的相对位置,例如可以测出主桅杆、上部结构的船楼顶部及火炮和导弹发射架间的相位位置。

(2)特征描述:用散射体特征与特征模板的匹配程度进行特征描述。特征模板可以是船尾的形状(直线,曲线或圆形),或主桅杆的类型(竿,栅格状或是实体)。

(3)形状相关:将一个目标的 ISAR 图像与某个候选目标的线框图模型显示在一起从视觉上进行比对,这个候选目标模型的方位与目标 ISAR 像的方位应是一致的。

对雷达来说,一般舰船是大目标,所以用一部好的雷达在多远距离能把目标识别出来取决于地平线的位置。用舰载雷达可在几十英里内将目标识别出来,机载雷达在 200 海里内,而星载雷达在更远的地方就能将目标识别出来。

用 ISAR 对飞机分类,比用它对舰船分类要困难得多。首先,飞机上的散射中心要比舰船上的少得多。当用少数几个散射中心或特征来表征未知目标时,识别时的判决就会相当不准确(在过去,如果不给出飞机的轮廓图,观察者就很难对一架飞机的 ISAR 像进行识别)。其次,通常飞机不像舰船那样有比较大的上下起伏、滚动和晃动。因此,飞机的横向距离分辨力就不足以将对目标识别重要的散射特征分辨出来。因为姿态角的变化量决定了飞机的横向距离分辨力,如果飞机是沿直线方向飞行的话,需要对它进行相对长时间的观察,得到足够的姿态角变化。飞机目标的飞行航线通常要做有意的机动,才能提供分辨力足够高的 ISAR 成像所需的视角的变化( $\Delta\theta$ )。第三,飞机的雷达散射截面积都要比舰船的小得多,因此即使没有前面两个限制因素,雷达能把飞机目标识别出来的距离也要比识别舰船时近得多。以上的一些因素合在一起,使得舰船目标的 ISAR 像比飞机目标的 ISAR 像更有吸引力。

虽然微波 ISAR 技术对飞机目标的识别能力没有识别舰船目标那么好,但是它已作为一个诊断工具在了解飞机的雷达散射特性,以及设计低雷达散射截面积的飞机上得到了成功的应用。只要雷达与目标间有足够的相对运动的话,就可以用地面和机载雷达获得飞机目标的雷达像<sup>[104]</sup>。图 2.18 给出了 KC135 喷气式飞机(波音 707 的军事型号)的 ISAR 像<sup>[105]</sup>。它是由一架飞在目标前面的机尾装有成像雷达的飞机获得的。载有雷达的飞机飞行路线不停地左右改变以获得成像所需的相对速度(和多普勒频移)。称这部雷达是 SAR 或 ISAR 都是可以的,它依赖于成像雷达与组成飞机的不同散射体间的相对运动来对飞行目标成像。这种高分辨力成像方法的优点是可以很容易地识别每个有后向散射回波的散射体,而且还能确定它们在目标雷达总散射截面积中占的比重。

Steinberg 曾报道过,在费城国际机场有一部用于识别飞机的创新性的试验性雷达<sup>[106,107]</sup>,它用来观察飞入费城国际机场的商用飞机。这部雷达采用地基 ISAR 来对近距离内(一般为 3km)的飞机进行成像。雷达观察的是目标飞机的机舷侧面附近,因为这个位置的角度变化比较大,可以得到比较好的横向距离分辨力。在这部雷达里使用一部发射机和两部接收机。其中一部接收机与发射机布置在一起,而另外一部则距离发射机有 25m。这样可以组合成两部单基地雷达。两个接收机位置的不同可以使得对同一目标成出两个不同的像,还可以把两个接收天线组合起来作为一个干涉仪成出目标的第三个像。用这种方法得到图 6.27(a)所示的高度处理过的 L-1011 商用飞机的像。该飞机的翼展为 47m,长 54m。同时还给出了 L-1011 的平面图[图 6.27(b)]作为比较。与图 6.27(c)不同,图 6.27(a)不是一幅单独的像,而是由上面三种像(两部接收机各得到一幅像,两部接收机组合起来作为干涉仪得到一幅像)的重叠和利用飞机在纵轴方向的对称性将三种像进行折叠处理后的像。这是一个非常好的“ISAR”像,主要是因为它具备了许多条件:近距离、高信-噪比、姿态角度变化大、多图分集成、无杂波、和包括内杆图像等,所

以它能描绘出可能被机身或机尾挡住的散射体。为了有所比较,图 6.28 给出了在不同姿态角下 L-1011 飞机的几组距离剖面图。由图中可以看出,在不同姿态角下剖面图有很明显的变化。

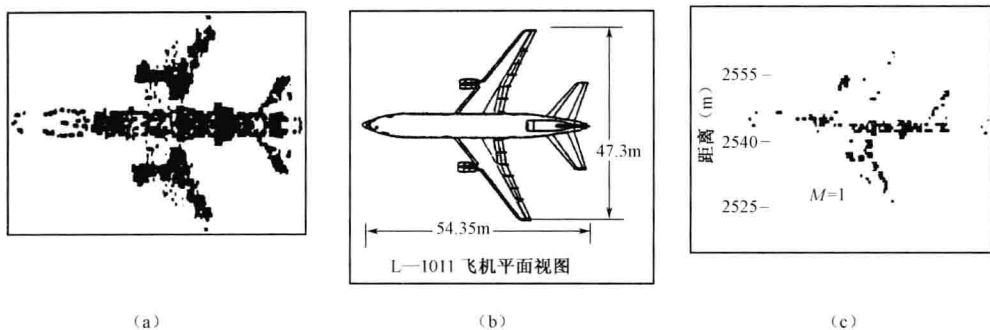


图 6.27 (a)由三个独立的像与它们各自的颠倒像(见文章)重叠组成的 L-1011 飞机的 ISAR 雷达像,(b)用于比较的 L-1011 飞机的轮廓图,(c)用作(a)一部分的某一单独的像(图片由宾夕法尼亚大学 Bernard Steinberg 教授提供)

归一化幅度

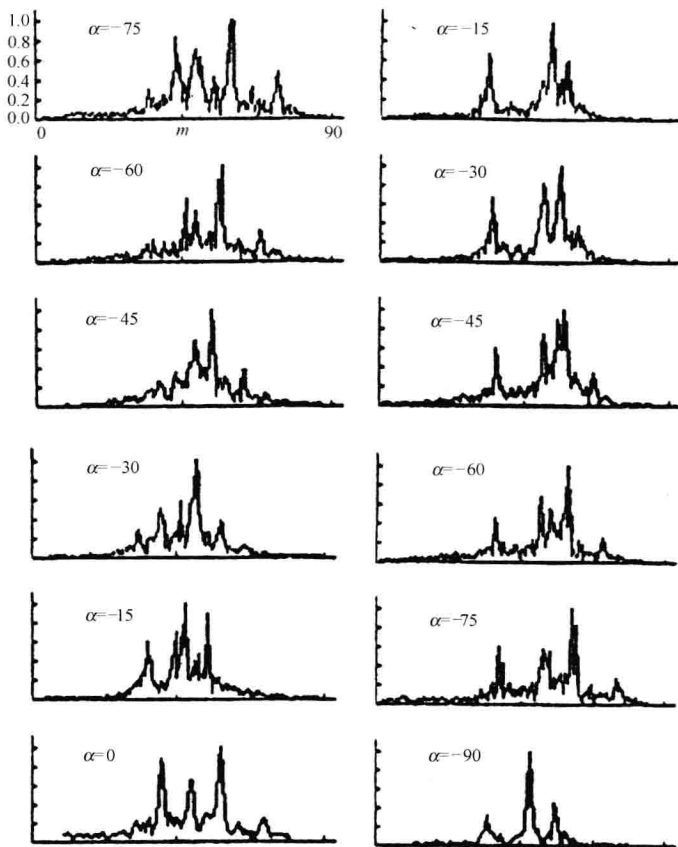


图 6.28 由图 6.27(a)得到的洛克西德公司的 L-1011 型飞机在不同姿态角下的一维剖面图。姿态角  $\alpha=0^\circ$  表示信号迎着机头入射,正角度方向与飞机左舷方向相同(图片由宾夕法尼亚大学 Bernard Steinberg 教授提供)

通常,飞机在正常飞行(不进行机动)时它们姿态角的变化都不足以使 X 波段雷达得到比较好的 ISAR 像。而且一架飞机的 ISAR 像中很少有很明显的特征,使得它能与其他类似的飞机区分开。因此在飞机正常飞行状态下得到的 ISAR 像并不理想。然而 W 波段(94GHz)的雷达成像需要的飞机转角是 X 波段雷达所需转角的十分之一。因为散射是由于目标表面的变化与雷达波长相当的时候形成的,所以在信-噪比足够高的情况下毫米波雷达成像时,目标的散射体个数也有可能比更低频段的雷达成像的数目要多。在一次实验性的研究<sup>[108]</sup>中发现,一架小型的 Pipe Navajo 飞机在频率 49GHz 处成的 ISAR 像与它在 X 波段的 ISAR 成像进行比较后发现,前者“能从倾向于填满目标形状的小细节得到的散射体都显示出来,形成目标的轮廓图”。目标在 49GHz 时在方位 360°内的平均截面积比在 9GHz 时的要大 8dB,当照射波形从机头方向入射时截面积最多能大 19dB。因此毫米波 ISAR 的成像效果应该比低频 ISAR 的更好。

过去还曾用基于地球表面的雷达获得月亮、金星和水星的 ISAR 像;但是现在这项技术已经被星载 SAR 雷达取代。星载 SAR 雷达可以在靠近行星的轨道上运行,它得到的图像分辨率比基于地球的雷达的高得多。用于行星搜索的 ISAR 也被雷达天文学家称为延迟多普勒测绘<sup>[109]</sup>。

### 雷达横截面调制

可以用目标上运动部分的雷达回波,将它从其他目标中识别出来或者确定它所属的目标种类。很多东西如推进器、直升机水平旋翼、喷气式引擎、坦克履带、旋转的天线、旋转机械、鸟类和昆虫类拍翅膀的节奏,甚至人的心跳都可以对雷达后向波产生调制,从而形成可用于目标识别的特征。窄带(长脉冲)和宽带(短脉冲)波形都可以用来提取这些调制信号。

**螺旋桨调制** 飞机螺旋桨可以对回波信号起很特殊的调制。引擎的转速、姿态角、螺旋桨叶片的数目及螺旋桨的形状决定了调制的结果。图 6.29 给出了用 S 波段相干雷达得到的 DC-7 型飞机的多普勒频谱图,该飞机是一种由四引擎螺旋桨驱动的商业飞机<sup>[110,111]</sup>。图中的“机身多普勒线”是飞机自身产生的多普勒频移。它的低电平幅度调制是由螺旋桨叶片“砍掉”了一部分从机身反射的雷达信号能量而形成的。在比机身多普勒线低的频率区,有一些谱线是由螺旋桨叶片旋转造成的。

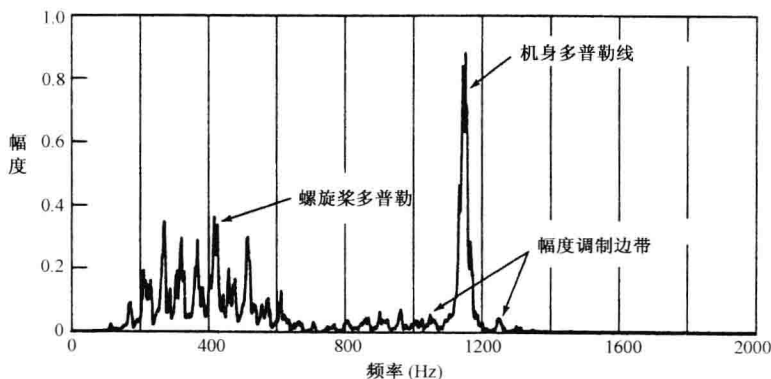


图 6.29 四引擎 DC-7 型商业飞机的引擎调制信号频谱图,该图是由 S 波段雷达用 1 秒驻留时间得到的(该图由海军研究实验室的 R. Hynes 和 R. E. Gardner 提供)

螺旋桨调制还没有用于识别不同型号的螺旋式飞机,但是用它存不存在这个情况可以容易地将喷气式飞机和螺旋式飞机区分开。在高分辨成像雷达中,可以通过螺旋桨调制信号来确定目标引擎的位置,这一点对目标识别也是很有用的。

**直升机叶片调制** 可以利用直升机叶片和支撑叶片旋转的轴套旋转产生的调制特征将直升机与固定翼飞机区别开。

当直升机的某一片叶片与雷达波束方向垂直时就会产生一个“叶片闪光”(blade flash)<sup>[112,113]</sup>。在这个位置上,直升机的叶片雷达截面积是最大的。对双旋翼式直升飞机来说,叶片转一圈会形成两次闪光。叶片数为偶数的水平旋翼在叶片转一圈过程中产生的闪光数目与叶片数相同。而叶片数为奇数的水平旋翼在叶片转一圈过程中产生的闪光数是叶片数的两倍(可以通过画一个草图来验证,从图中可以看出当水平旋翼叶片数为奇数时叶片前沿和叶片后沿的闪光是分开发生的,而当水平旋翼叶片数为偶数时叶片前沿和叶片后沿的闪光是同时发生的)。直升机叶片前端的线速度与直升机的类型关系不太密切,一般在 210m/s 与 230m/s 间变化。如果  $L$  是叶片的长度,  $N$  是叶片的数目,叶片前端的速度取为 210m/s,则叶片为偶数时每个叶片的旋转周期为

$$T_B = \frac{2\pi L}{210N} \quad (6.50)$$

当叶片数为奇数时每个叶片的旋转周期是偶数的一半。Collot<sup>[112]</sup>指出,可以利用叶片的旋转周期来识别直升机的类型,这是因为不管直升机在什么飞行状态下它的叶片旋转速度是不变的。

Collot 还提出,由叶片闪光形成的雷达截面积近似为  $aL^2/\lambda$ ,其中  $L$  为叶片长度,  $\lambda$  为信号波长,对叶片前沿而言常数  $a=0.5$ ,对叶片后沿来说  $a=0.1$ (因为叶片前沿比较钝而后沿比较锋利,所以前沿的雷达截面积要比后沿的大<sup>[114]</sup>)。正因为叶片前后沿雷达截面积的差异,导致具有奇数个叶片的水平旋翼形成的叶片闪光是交替变化的(这是因为叶片的前沿和后沿不是同时看到的)。而具有偶数个叶片的水平旋翼形成的叶片闪光回波大小在任何时候都是相同的。水平旋翼的旋转速度、叶片的长度和信号波长三者决定叶片闪光的持续时间。假设叶片回波幅度可用  $(\sin x)/x$  近似,回波的角度范围为  $\lambda/L$  弧度,则当叶片数为偶数时叶片闪光的持续时间近似为  $t_f = \lambda/420$ ,当叶片数为奇数时持续时间为这个值的两倍(这里假设叶片前端的速度为 210m/s)。在 X 波段  $\lambda=3.2\text{cm}$ ,叶片数为偶数时,闪光的持续时间大概为  $75\mu\text{s}$ 。

如果信号照射到目标上的时间比两次闪光的时间间隔(也即式(6.50)所得的叶片闪光周期)还要短的话,叶片间闪光的周期性特征就有可能看不出来。因此,要使雷达看到直升机引起的闪光,需要雷达具有高的重复频率并且对目标要有长的驻留时间。

直升机的雷达回波频谱图中,机身多普勒线是由装有叶片的旋转轴套反射信号形成的。因为接近的叶片反射的回波频率比机身回波的高,幅度要比远离的叶片反射的低频回波大,所以它形成的频谱是不对称的。Collot 称,利用有闪光的回波能“立即”识别出直升机还是固定翼飞机,而且“在很短时间内识别直升机类型的概率可以优于 95%”(然而 Collot 没有提到这个概率是识别多少种直升机时得到的)。

除了上面提到的特征外,对直升机分类时还可以利用尾旋翼的特征。即尾翼是一个还是两个,以及尾翼旋转轴套的结构也不尽相同<sup>[115]</sup>。Bullard 和 Dowdy<sup>[113]</sup>指出,要根据直升机回波信号的频谱特征将它识别出来,雷达信号的采样率就要大于或等于奈奎斯特采样率,以避免

出现信号混叠。所以他们称,在 X 波段重复频率至少是 30kHz。

### 喷气引擎调制(JEM)

从机头方向看过去,喷气式飞机的雷达回波是经过飞机引擎的旋转压缩机叶片调制过的。从机尾方向看飞机的引擎时,雷达回波也有调制效应,但一般由引擎反射的回波幅度要比压缩机反射的小<sup>[110]</sup>。可以利用飞机对雷达回波的调制效应来区分飞机的类型,准确地讲可以识别一种飞机引擎类型。即使飞机的引擎与它们所用的进风口不在一起,并且除了进、出风管外引擎的其余部分均完全被屏蔽起来,微波频段的信号还是能沿着排气管传播,使得压缩机引起一定的回波信号。有时入射信号在偏离机头  $60^\circ$  入射时压缩机还有雷达回波<sup>[116]</sup>。

图 6.30 给出了由 X 波段雷达沿机头方向照射一架多引擎飞机而形成喷气引擎调制(JEM)的一个例子<sup>[110]</sup>。从图中可以看出,由机身谱线及压缩机调制引起的下边带,标注  $c$  的频率分量与机身谱线的频率间隔为  $\Delta f = nb_c$ , 其中  $n$  是压缩机每秒钟旋转的圈数,  $b_c$  是压缩机第一级叶片的数目。图中还有其他的引擎频谱分量,它们与机身多普勒线的频率间隔为  $\Delta f$  整数倍。上边带(图中未显示)与下边带在频率上是对称的(相对于机身谱线对称),但是上边带的幅度比较小。因为引擎部件的旋转速度很快,所以在 X 波段飞机的喷气引擎调制频率可能高达 10~20 千赫兹。这就需要高采样率(prfs)来避免出现信号混淆。

数学分析飞机引擎调制表明,整个 JEM 信号可以分解为一个幅度调制分量加一个角度(相位或频率)调制分量,且可将它们分别考虑。回波信号谱线的细节取决于很多因素,其中包括压缩机第一级和第二级叶片的数目。为了获得可以用于目标识别的有意义的频谱图,就需要有足够的观察时间,这个时间至少为 25ms<sup>[117]</sup>。

### 极化响应与目标识别

雷达信号的极化形式会影响目标的雷达回波。很多工程师希望利用不同极化观察情况下回波的差异,进行目标识别<sup>[118]</sup>。在简单的情况下这是有可能的,例如利用旋转线性极化(旋转电场向量)将一个细长的杆与一个球体区分开。

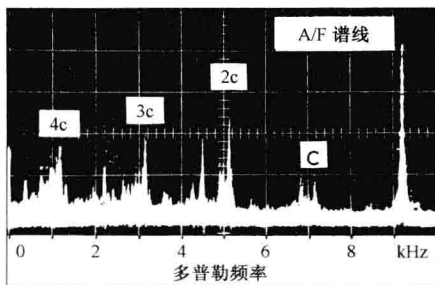


图 6.30 一架多引擎喷气式飞机在姿态角 0 度时的频谱图,图中包括由飞机与雷达相对速度引起的机身谱线以及由压缩机形成的调制(图片由海军研究实验室的 R. Hynes 与 R. E. Gardner 提供<sup>[110, 116]</sup>)

对飞机等实际目标,用目标回波的极化矩阵及其他极化信息<sup>[119~121]</sup>来进行目标识别也有过很多尝试。用极化信息进行目标识别一般需要测量所谓目标的极化矩阵。当发射水平极化信号时,在回波中可以接收到此时的水平极化分量和垂直极化分量;发射垂直极化信号时,也可以接收到水平极化分量和垂直极化分量。这样我们就可以得到一个极化矩阵。这个矩阵是



由  $2 \times 2$  个表征目标散射特性的复散射算子(相位与幅度)组成的。它可以表示为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{VH} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{bmatrix} \quad (6.51)$$

其中,第一个下标表示接收天线的极化方式,第二个下标表示发射信号的极化方式, $H$ 指水平极化, $V$ 指垂直极化。例如, $S_{VH}$ 是发射信号为水平极化时用垂直极化天线接收到的目标后向散射复信号(包括幅度与相位)。 $HH$ 与 $VV$ 都是同极化分量, $HV$ 与 $VH$ 都是交叉极化分量。一般情况下  $HV=VH$ 。

虽然理论分析可以表明一个目标的极化响应依赖于目标特性,但在实际目标识别中,极化的方法没有得到预期的效果。下面是产生这种结果的一些原因:(1)由地表面、杂波和信号传播途径上的建筑引起的多径信号会改变信号的极化形式;(2)实际天线受极化响应纯度的限制,且对交叉极化存在确定的响应,有时这些响应较大;(3)两种相互垂直的极化(水平和垂直)必须用不同的脉冲发射,一旦目标的姿态角在这两个脉冲之间发生改变,那么极化响应就会失真;(4)雷达分辨单元内的多个(分辨不出的)散射体或多个目标的回波会形成一个合成信号,它的极化方式与任何单个散射体的方式不同。Giuli<sup>[122]</sup>在他有关极化分集的经典文章中提到:低分辨力雷达“本质上只能提供相当有限的分类特性。”然而他还指出:那些可以分辨出一个目标内不同散射体的宽带雷达,可以更有利地利用极化信息来进行目标识别,因为这种雷达可以避免同一目标内的不可分辨散射体带来的回波极化的变化。

虽然对极化测量进行目标识别引起了很大的兴趣,但是可以得到这种结论,这种方法在识别复杂目标方面的有效性在以往并不让人满意。

#### 雷达目标识别的其他方法

下面简要介绍其他几种目标识别的方法。大部分方法是从飞机目标识别角度来介绍的,但这些方法并不仅仅限于飞机目标识别。

**单脉冲高距离分辨**<sup>[123]</sup> 在4.2节中讨论了用单脉冲雷达对目标进行角度跟踪的方法。如果一部单脉冲雷达的距离分辨力高到可以将一个目标上的主散射体分辨开,那么它就可以测出每个散射体在方位和高度上的角位置。这样单脉冲高分辨雷达就可以得到一个目标的类似三维的“图像”,用这个像可以进行目标识别。在这种方法中除了距离分辨力要比较高外,成像时目标的距离也必须比较近,只有这样才能保证足够高的角精度对目标主散射体的横向距离进行测量。

**随姿态角起伏的雷达截面积** 在2.7节曾指出,只要复杂目标(多散射体)的姿态角有很小的变化,就会使得目标的雷达散射截面积有很大的变化。以前也有人考虑用这种现象进行目标识别,但并没有成功。这种方法在某些方面与前面讨论的用ISAR对动目标成像有相同的地方,不同之处在于高度成功的ISAR技术不仅用到了回波的幅度信息,还利用了相位信息,而观察截面积变化,只有回波的幅度信息。

**谐振区响应** 为了利用目标散射谐振区内若干特征频率点进行目标识别,提出了很多方法。(在谐振区内目标尺寸与雷达波长可相比。)一种方法是从目标的斜坡响应中提取特征频率点,由此形成所谓的特征空间概念。特征空间是由被观测目标的每个特征频率点回波的幅度、相位与/或极化信息构成的<sup>[124,125]</sup>。还有一种类似的方法是用目标的复自然谐振点或极点来表征目标<sup>[126,127]</sup>。奇异值展开法也是一种利用谐振区内频率点的特征来进行目标识别的方法<sup>[128]</sup>。

上述方法都有比较好的理论基础,用这些方法通常不需预知目标的姿态角信息;而且它们都用计算机仿真和模型实验等方法在成比例的频点上进行了验证。然而,因为采用这些方法时需要得到目标的谐振区频率,而飞机目标的这些频率一般都在 HF 段,所以这些方法在大多数的目标识别时都是不可行的。对舰船目标而言,它们的谐振区频率比飞机目标的还要低。这些方法都是利用目标的上次散射特征来进行目标识别的。目标的上次散射是由爬行波在目标上多次环绕形成的。有人指出<sup>[129]</sup>:即使在能保证雷达波长的情况下,噪声也可能淹没一次爬行波后的所有爬行波,这样从回波中就不能得到足够的信息来确定目标的复谐振点。

另外一类有关的方法是,在事先已知目标自然谐振点的情况下发射一种雷达波形,这种波形可以从回波中把期望的目标回波与具有不同自然谐振点的目标回波识别出来。其中一种方法是  $K$  脉冲法,另一种方法是  $E$  脉冲法<sup>[130]</sup>。这两种方法都需要雷达对每个待识别的目标发射相应的特殊波形。除了可以发射特殊波形外还有一种更好的方法:发射一个正常的宽带脉冲,然后在接收机中通过卷积处理将特殊的目标信号识别出来<sup>[131]</sup>。

因为这些方法很难应用到实际识别中,所以上述的谐振区响应方法只有学术上的意义,而没有目标识别上的实际用途。

**非线性散射效应** 当一种金属与另外一种金属接触时,在接触的地方就会形成氧化物,这样由两个接触在一起的金属形成的金属结就可以看作一个非线性的二极管。由这种金属结反射的雷达回波将包含比较高的谐波分量,其中三次谐波是最大的<sup>[132~134]</sup>。因此,如果发射信号的频率为  $f_1$ ,则检测到三次谐波  $f_1$  说明散射体有金属结。这种非线性响应的方法作为一种识别某种类型金属目标的可能方法引起了人们的兴趣。要用回波的三次谐波来进行目标识别的话,要求发射信号不能包含它自己的三次谐波分量。如果同时发射两个频率  $f_1$  与  $f_2$  的信号,然后将接收机调谐在一个较强的叉乘频率上,例如调谐在  $2f_1 \pm f_2$  频率上,就可避免三次谐波问题。这种使用目标非线性特性进行目标识别的雷达有时称为 METRRA, METRRA 表示金属再辐射雷达(Metal Reradiating Radar)。

由非线性接触面反射的、在高次谐波频率上的回波信号量是入射场强度的一个非线性函数。因此,非线性目标的雷达散射截面积依赖于信号的峰值功率。正常的雷达方程已不能用<sup>[135,136]</sup>。例如雷达方程中距离不再取决于功率的  $1/4$  次方,而可能是功率的  $1/6$  次方,甚至更少。就因为目标的非线性造成了这个特殊的情况下检测高峰值功率比高平均功率重要得多。

虽然雷达用由非线性的金属结形成的谐波来检测在某些应用中某些有趣的特性(例如在杂波中检测固定目标),但是因为回波信号中除了发射信号的频率以外,其他频率的信号都非常弱,很难被检测出来,所以这种方法还很难应用到实际中去。

另外还有一种方法是基于金属目标表面的电流分布变化来进行目标识别的。产生这种电流分布变化的原因是金属与金属接触面在开合状态时对散射信号进行了调制<sup>[137]</sup>。例如火车运动的车轮与铁轨之间间断的接触就会出现这种效应。这种效应有时被称为 RADAM,即振动金属的雷达探测(Radar Detection of Agitated Metals)<sup>[138]</sup>。但是由 RADAM 形成的回波信号通常太弱,不能满足目标识别的需要。

**目标航迹图** 在军事应用中,确定雷达正在跟踪的目标是友方目标还是敌方目标这一点是很重要的。现在军事上有很多种识别方法可以将敌友目标区分开,但是雷达基于目标的航

迹图应该可以协助完成目标识别的任务。如果知道一架飞机或是一艘轮船从哪儿来,去过什么地方及正在干什么,那么在很多情况下就有可能确定出这个目标是敌还是友。要进行目标识别,雷达不仅要具备良好的自动跟踪系统、足够的存储量而且还要具备一套可以识别敌我目标轨迹的逻辑。

某些情况下军用飞机的识别是使友方飞机以雷达可以观测的已知飞行方式在预设的走廊上飞行,这样就能将之识别出来。

**与雷达相结合的信号拦截和方向寻** 到目前为止,这一节涉及的内容都是关于雷达的目标识别方法。然而有时候雷达与其他探测器同时采用的话会相互促进,得到质量更高的目标信息。例如将电子战拦截接收机(电子支援措施<sup>①</sup> ESM的一部分)、定向器(DF)与雷达结合起来使用。拦截接收机可以由目标辐射的特征信号识别出目标类型,定向器可以得到目标的方位信息。但是一般电子战设备都不能获得目标的距离信息,而另一方面,雷达可以提供目标的位置和轨迹。只要雷达的目标跟踪与定向器的角跟踪很好地结合起来,就可以对目标进行定位、跟踪和识别。通常 ESM/DF 的角精度远差于雷达的角精度,但是可以开发一些算法将 ESM/DF 得到的信息与雷达正在跟踪的目标信息结合起来,从而使得 ESM 获得的目标识别信息应用到雷达正在跟踪的目标上<sup>[139~141]</sup>。

#### 雷达识别的应用

用目标的雷达回波信号进行目标识别在很多应用场合都是很重要的。这一小节的前面已经提到一些应用场合,下面将简要介绍一下其他场合。在这些应用中都需要从雷达信号中智能地提取信息,这正是本章要介绍的雷达的一个功能。

**军事战斗识别** 误伤是指同一国家的军队里无意发生的人员伤亡。对误伤的研究表明,过去战争中发生误伤的比例一般在 10% 到 20%,甚至更高<sup>[142]</sup>。军方认为由“友好火力”造成的人员伤亡是一种不好的战争结果,需要把它维持在最少。为了把误伤比例降到最小,军方采用了一系列的识别方法和很严格的交战规则。要降低误伤率就要求有可靠的、精确的及安全的战斗识别方法。可以将合作与非合作的识别方法结合起来增加及时正确判断的概率。具体的方法与所观测的目标是一架飞机、一艘船、地面的机动车辆还是战士有关。雷达目标识别的方法有引擎调制法、航迹图法、SAR 及 ISAR 等。

**弹道导弹目标识别** 对单枚弹道导弹进行防御是一项要求很高的任务,但可以实现。载有弹头并附带穿透辅助装置的再入飞行器的出现使得弹道导弹防御难度更大。穿透辅助装置可能包括燃料耗尽的推进舱,推进舱有意爆炸后产生的许多碎片,大量随再入飞行器一起发射的金属箔条、固态燃料的碎片、分离残骸,以及有意采用的与再入飞行器相似的充气诱饵。在弹道导弹防御中最基本的要求就是确定多个威胁目标中哪个是需要摧毁或使其失效的致命目标<sup>[143]</sup>。如果防御系统在再入飞行器进入地球大气层后对付它的话,由于大气的阻力,比较轻的突防辅助装置的下落速度要比重的高速再入体的慢,所以大气就将弹头与突防装置分离开。这种在再入飞行器进入大气层后再进行防御的策略有一个很严重的局限:它能防御的范围相对而言比较小。另一方面如果在大气层外就将再入飞行器发现的话,可以得到比较大的防御区域,但是此时就需要有方法将弹头与伴随着它的“垃圾”区分开。这种雷达的用途就称为弹道导弹目标识别。

<sup>①</sup> ESM 也称为电子战支援或 ES。

**气象观察** 用了很多年的早期气象雷达是国家气候局用于测定降雨和估计降雨速度的。这些雷达在 90 年代初都被 S 波段 Nexrad(WSR-88D)多普勒气象雷达<sup>[144]</sup>所代替。新的气象雷达不仅能测得某地有降雨,还能获得更多有关天气的信息。除了可以确定降雨与方位和高度的关系外,Nexrad 还应用多普勒频移来估计风速与方向和高度的关系,以便检测和测量有危害的风,剧烈的湍流,危险的风切变及识别刚形成的龙卷风。Nexrad 可以从暴雨中区分出冰雹,确定雷暴的顶部(这类暴风雨强度的显示器),还可以探测跟踪强烈的暴风雨和旋风。WSR-88D 雷达可以探测 40 多种气候现象<sup>[145]</sup>。处理过程都是自动的,同时将结果显示出来,等待操作员的进一步操作。大量的自动处理过程使得受过训练的操作员不需要是气象学者就可以容易地使用雷达提供的信息。Nexrad 雷达很好地说明了雷达不再是一个“模糊点”的探测器!

**战场警戒** X 波段联合 STARS 机载雷达系统用 SAR 模式获得类似地图的战场图像,用 GMTI 模式来探测动目标。用这两种模式可以识别出地形特征、道路、固定建筑、军事力量、大炮、固定及运动的车辆。现代的 GMTI 方法很容易探测到运动车辆。用雷达探测军事固定地面目标是雷达的基本应用,但用雷达识别目标的类别就比较困难。雷达如果要进行目标识别,就需要能将坦克与卡车、坦克与大炮区别开。如果能识别坦克或大炮的型号当然更好。

用雷达识别车辆是很困难的,因为车辆可以分散的散射中心很少。这一点与舰船正相反,舰船有比较多的散射中心,这就使得用舰船的 ISAR 像可以识别出它的类别。虽然作者不知道是否有文件资料说明确定区别目标类型所需的最少散射中心的个数,但有可能在一幅目标像中需要一打(或多或少)独立的散射中心才能保证可靠的目标分类。显然最少需要的散射中心个数与目标的类型,以及有多少类目标要区分有关。如果要将一大群不同类别的目标相互识别,所需的散射中心数肯定会比较多。如果考虑世界范围的军事活动,那么遇到的战斗机和军舰的类别可能从几十种到上百种。

前面提过用 SAR 来确定地面军事目标类型的方法称为自动目标识别(ATR)<sup>[146]</sup>。军方对目标采取的一些策略使得雷达对军事地面目标的自动识别变得更加复杂。这些策略包括把目标藏在树林里或其他植被中,这样就可以改变目标的回波特征或者使得杂波变得很大来干扰雷达探测。因此,ATR 还包括了一些 STI(固定目标显示)的方法来检测杂波中的目标及穿透植物层来检测目标。要穿透植物层就需要雷达工作在比较低的频率,例如 VHF 波段,因为在这个频段,树林及草丛对雷达波的衰减要比微波频段低。要进行目标识别还需要很宽的带宽,分辨目标的各个散射体。将宽带与 VHF 结合起来就形成了超宽带(UWB)SAR<sup>[147]</sup>。

在民用场合,可以将地形与居住区的 SAR 图像的解读加到地理信息系统,以使用这些信息做土地资源的使用和规划、城市的发展、自然资源的管理和地形测量等。

**雷达信息提取的其他应用** 雷达可以将一种鸟类与其他的鸟类识别开。方法是利用鸟翅膀有特征的拍打对雷达回波信号进行的调制<sup>[148]</sup>。多普勒雷达可以用于探测人的心跳和呼吸,即使隔着一堵砖墙,雷达也能探测到这些数据。雷达还可以很容易地探测地下的矿藏,但是将由矿藏反射的回波与从其他地下可能出现的物体,例如岩石、树根、残骸等及地表面特征不断变化等产生的反射回波区分,还是一个需要解决的问题。

## 参考文献

1. Skolnik, M. I. "Radar Information from the Partial Derivatives of the Echo Signal Phase from a Point Scatterer." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Memorandum Rep. 6148, February 17, 1988.
2. Evans, J. V., and T. Hagfors. *Radar Astronomy*, New York: McGraw-Hill, 1968, Sec. 5.9.
3. Jurgens, R. F. "Earth-Based Radar Studies of Planetary Surfaces and Atmospheres." *IEEE Trans. GE-20* (July 1982), pp. 293–305.
4. McDonough, R. N., and A. D. Whalen. *Detection of Signals in Noise*. San Diego, CA: Academic, 1995.
5. Goldman, S. *Frequency Analysis, Modulation, and Noise*. New York: McGraw-Hill, 1948, p. 281.
6. Slepian, D. "Estimation of Signal Parameters in the Presence of Noise." *IRE Trans.* no. PGIT-3 (March 1954), pp. 68–89.
7. Manasse, R. "Range and Velocity Accuracy from Radar Measurements," unpublished internal report dated February 1955, MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA. (Not generally available.)
8. Mallinckrodt, A. J., and T. E. Sollenberger. "Optimum Pulse-Time Determination." *IRE Trans.* no. PGIT-3 (March 1954), pp. 151–159.
9. Weiss, A. J. "Composite Bound on Arrival Time Estimation Errors." *IEEE Trans. AES-22* (November 1986), pp. 751–756.
10. Torrieri, D. J. "Arrival Time Estimation by Adaptive Thresholding." *IEEE Trans. AES-10* (March 1974), pp. 178–184.
11. Torrieri, D. J. "Adaptive Thresholding Systems." *IEEE Trans. AES-13* (May 1977), pp. 273–280.
12. Ho, K. C., Y. T. Chan, and R. J. Inkol. "Pulse Arrival Time Estimation Based on Pulse Sample Ratios." *IEE Proc.* 142, Pt. F (August 1995), pp. 153–157.
13. Varian, R. H., W. W. Hansen, and J. R. Woodyard. "Object Detecting and Locating System." U.S. Patent 2,435,615, February 10, 1948.
14. Skolnik, M. *Introduction to Radar Systems*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1980, Sec. 3.5.
15. Wadley, T. L. "Electronic Principles of the Tellurometer." *Trans. South African Inst. Elec. Engrs.* 49 (May 1958), pp. 143–161; discussion pp. 161–172.
16. Manasse, R. "Range and Velocity Accuracy from Radar Measurements." Internal memo dated February 1955, MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA. (Not generally available.)
17. *Encyclopaedia Britannica* vol. 12, 15th ed., Chicago, IL, 1991, p. 125.

18. Sinsky, A. I., and C. P. Wang. "Standardization of the Definition of the Radar Ambiguity Function." *IEEE Trans. AES*-10 (July 1974), pp. 532-533.
19. IEEE Standard 686-1990, Radar Definitions, April 20, 1990.
20. Woodward, P. M. *Probability and Information Theory, with Applications to Radar*. New York: McGraw-Hill, 1953, chap. 7.
21. Siebert, W. McC. "A Radar Design Philosophy." *IRE Trans. IT*-2 (September 1956), pp. 204-221.
22. Deley, G. W. "Waveform Design." In *Radar Handbook*, 1st ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1970, p. 3-17.
23. Rihcazek, A. W. *Principles of High-Resolution Radar*. New York: McGraw-Hill, 1969, Sec. 5.3.
24. Woodward, P. M. Ref. 20, Sec. 7.2.
25. Dicke, R. H. "Object Detection System." U.S. patent no. 2,624,876, issued Jan. 6, 1953.
26. Klauder, J. R., et al. "The Theory and Design of Chirp Radars." *Bell System Technical J.* 39 (July 1960), pp. 745-808.
27. Cook, C. E., and M. Bernfeld. *Radar Signals*. Norwood, MA: Artech House, 1993.
28. Skolnik, M. *Introduction to Radar Systems*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1980, Sec. 3.3.
29. Borkowski, T. T. "Solid-State Transmitters." In *Radar Handbook*, 2nd ed. M. Skolnik (Ed.) New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 5.
30. Cook, C. E., and M. Bernfeld. Ref. 27, Sec. 7.3.
31. Caputi, W. J., Jr. "Stretch: A Time-Transformation Technique." *IEEE Trans. AES*-7 (March 1971), pp. 269-278.
32. Holt, D. J., and M. B. Fishwick. "Analog Waveform Generation and Processing." *Electronic Progress* 17, no. 1 (Spring 1975), pp. 2-16. (Published by Raytheon, Lexington, MA.)
33. Brookner, E. *Aspects of Modern Radar*. Norwood, MA: Artech House, 1988, pp. 25-28.
34. Farnett, E. C., T. B. Howard, and G. H. Stevens. "Pulse-Compression Radar." In *Radar Handbook*, 1st ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1970, chap. 20.
35. Hartmann, C. S. "SAW Device Technology: Recent Advances and Future Trends." *Microwave J.* 1990 State of the Art Reference, pp. 73-89.
36. Maines, J. D., and E. G. S. Paige. "Surface-Acoustic-Wave Devices for Signal Processing Applications." *Proc. IEEE* 64 (May 1976), pp. 639-652.
37. Cambell, Colin. *Surface Acoustic Wave Devices and Their Signal Processing Applications*. New York: Academic, 1989.
38. Information obtained from Anderson Laboratories, Bloomfield, CT, brochure titled "Dispersive Delay Lines," 1986.



39. Martin, T. A. "Low Sidelobe IMCON Pulse Compression." *Proc. 1976 IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 411–414, IEEE Cat. #76 CH1120-5SU.
40. Farnett, E. C., and G. H. Stevens. "Pulse Compression Radar." In *Radar Handbook*, 2nd ed. M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, chap. 10.
41. Wehner, D. R. *High-Resolution Radar*, 2nd ed. Boston, MA: Artech House, 1995, Sec. 4.7.
42. MacWilliams, F. J., and N. J. A. Sloan. "Pseudo-Random Sequences and Arrays." *Proc. IEEE* 64 (December 1976), pp. 1715–1729.
43. Farnett, E. C., and G. H. Stevens. Ref. 40, Sec. 10.6.
44. Golomb, S. W. *Shift Register Sequences*. rev. ed. Laguna Hills, CA: Aegean Park, 1982.
45. Taylor, S. A., and J. L. MacArthur. "Digital Pulse Compression Radar Receiver." *APL Technical Digest* 6 (March/April 1967), pp. 2–10.
46. Turin, R. "Sequences with Small Correlation." In *Error Correcting Codes*. H. B. Mann (Ed.). New York: John Wiley, 1968, pp. 195–228.
47. Linder, J. "Binary Sequences Up to Length 40 With Best Possible Autocorrelation Function." *Electron. Lett.* 11 (October 10, 1975), p. 507.
48. Kerdock, A. M., R. Mayer, and D. Bass. "Longest Binary Pulse Compression Codes with Given Peak Sidelobe Levels." *Proc. IEEE* 74 (February 1986) p. 366.
49. Taylor, J. W., Jr., and H. J. Blinchikoff. "Quadriphase Code—A Radar Pulse Compression Signal with Unique Characteristics." *IEEE Trans. AES*-24 (March 1988), pp. 156–170.
50. Levanon, N., and A. Freedman. "Ambiguity Function of Quadriphase Coded Radar Pulse." *IEEE Trans. AES*-25 (November 1989), pp. 848–853.
51. Frank, F. L. "Polyphase Codes with Good Nonperiodic Correlation Properties." *IEEE Trans. IT*-9 (January 1963), pp. 43–45.
52. Cook and Bernfeld, Ref. 27, Sec. 8.4.
53. Nathanson, F. E. *Radar Design Principles*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1991, Sec. 12.5.
54. Lewis, B. L., F. F. Kretschmer, Jr., and W. W. Shelton. *Aspects of Radar Signal Processing*. Norwood, MA: Artech House, 1986, Chap. 2.
55. Lewis, B. L. "Range-Time Sidelobe Reduction Technique for FM-Derived Polyphase PC Codes." *IEEE Trans. AES*-29 (July 1993), pp. 834–840.
56. Nathanson, F. E. Ref. 53, Sec. 13.5.
57. Costas, J. P. "A Study of a Class of Detection Waveforms Having Nearly Ideal Range-Doppler Ambiguity Properties." *Proc. IEEE* 72 (August 1984), pp. 996–1009.
58. Chang, W., and K. Scarbrough. "Costas Arrays with Small Number of Cross-Coincidences." *IEEE Trans. AES*-25 (January 1989), pp. 109–112.
59. Golomb, S. W., and H. Taylor. "Constructions and Properties of Costas Arrays." *Proc. IEEE* 72 (September 1984), pp. 1143–1163.
60. Nathanson, F. E. Ref. 53, Sec. 13.11.



62. Cook, C. E., and M. Bernfeld. Ref. 27, Sec. 6.8.
63. Minkoff, J. *Signals, Noise, and Active Sensors*. New York: John Wiley, 1992, Sec. 9.2.
64. Thor, R. C. "A Large Time-Bandwidth Pulse-Compression Technique." *IEEE Trans. MIL-6* (April 1962), pp. 169–173. Reprinted in *Radars* vol. 5, Pulse Compression, D. K. Barton (Ed.). Boston, MA: Artech House, 1975.
65. Kroszcynski, J. J. "Pulse-Compression by Means of Linear-Period Modulation." *Proc. IEEE* 57 (July 1969), pp. 1260–1266.
66. Minkoff, J. Ref. 63, Sec. 9.3.
67. Rowlands, R. O. "Detection of a Doppler-Invariant FM Signal by Means of a Tapped Delay Line." *J. Acoust. Soc. Am.* 37 (April 1965), pp. 608–615.
68. Altes, R. A., and E. L. Titlebaum. "Bat Signals as Optimally Doppler Tolerant Waveforms." *J. Acoust. Soc. Am.* 48 (1970), pp. 1014–1020.
69. Altes, R. A. "Radar/Sonar Acceleration Estimation with Linear-Period Modulated Waveforms." *IEEE Trans. AES-26* (November 1990), pp. 914–923.
70. Kramer, S. A. "Doppler and Acceleration Tolerances of High-Gain, Wideband Linear FM Correlation Sonars." *Proc. IEEE* 55 (May 1967), pp. 627–636.
71. Golomb, S. W. Ref. 44, Chap. VI.
72. Belyayev, V. S. "A New Pseudorandom, Phase-Controlled Signal Based Upon a Nonlinear Sequence and the Possibilities for Generating It." *Radiophysics and Quantum Electronics* 34 (March 1991), pp. 285–287.
73. Golay, M. J. E. "Complementary Series." *IRE Trans. IT-7* (June 1960), pp. 82–87.
74. Levanon, N. *Radar Principles*. New York: John Wiley, 1988, pp. 159–162.
75. Cloke, J. A. "Ambiguity Function of Complementary Series." *IEE International Conf., Radar-82*, October 18–20, 1982, pp. 477–481.
76. Welty, G. R. "Quaternary Codes for Pulse Radar." *IRE Trans. IT-7* (June 1960), pp. 400–408.
77. Nathanson, F. E. Ref. 53, p. 564.
78. Cook, C. E., and M. Bernfeld. Ref. 27, pp. 264–269.
79. Kretschmer, F. F., and F. C. Lin. "Huffman-Coded Pulse Compression Waveforms." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 8894, May 23, 1985.
80. Eves, J. L., and E. K. Reedy. *Principles of Modern Radar*. Van Nostrand Reinhold, New York, 1987, Sec. 15.3.2.
81. Key, E. L., E. N. Fowle, and R. D. Haggarty. "A Method of Sidelobe Suppression in Phase-Coded Pulse Compression Systems." MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA, TR-209, August 28, 1959.
82. Nathanson, F. E. Ref. 53, Sec. 12.4.
83. Ackroyd, M. H., and F. Ghani. "Optimum Mismatched Filters for Sidelobe Suppression." *IEEE Trans. AES-9* (March 1973), pp. 214–218.

84. Eves and Reedy, Ref. 80, Sec. 15.5.2.
85. Morgan, G. B., P. Dassanayake, and O. A. Liberg. "The Design and Performance of Transversal Filters for Sidelobe Reduction of Pulses Compressed from Combined Barker Phase Codes." *The Radio and Electronic Engineer* 51 (June 1981), pp. 272–280.
86. Nathanson, F. E. Ref. 53, pp. 556–557.
87. Baden, J. M., and M. N. Cohen. "Optimal Peak Sidelobe Filters for Biphase Pulse Compression." *Record of the 1995 IEEE International Radar Conf.*, IEEE Catalog No. 90CH2882-9, pp. 249–252.
88. Castella, F. R., and S. A. Rudie. "Detection Performance of Phase-Coded Radar Waveforms with Various Types of Limiting." *IEE Proc.* 136, Pt. F (June 1989), pp. 118–121.
89. Cahn, C. R. "A Note on Signal-to-Noise Ratio in Band-Pass Limiters." *IEEE Trans. IT-7* (January 1961), pp. 39–43.
90. Bogotch, S. E., and C. E. Cook. "The Effect of Limiting on the Detectability of Partially Time-Coincident Pulse Compression Signals." *IRE Trans. MIL-9* (January 1965), pp. 17–24.
91. Woerrlein, H. H. "Capture and Spurious Target Generation Due to Hard Limiting in Large Time-Bandwidth Product Radars." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 7001, December 22, 1969.
92. Maric, S. V., I. Seskar, and E. L. Titlebaum. "On Cross-Ambiguity Properties of Welsh-Costas Arrays." *IEEE Trans. AES-30* (October 1994), pp. 1063–1071.
93. Deng, H. "Synthesis of Binary Sequences with Good Autocorrelation and Cross-correlation Properties by Simulated Annealing." *IEEE Trans. AES-32* (January 1996), pp. 98–107.
94. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. *Radar Handbook*, M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, "MTI Radar," Chap. 15, pp. 15.55–15.57.
95. Arthur, J. W. "SAW Pulse Compression in Modern Multi-Channel Radar Applications." *Microwave J.* 29 (January 1986), pp. 159–169.
96. Dixon, R. C. *Spread Spectrum Systems*. New York: Wiley Interscience, 1976.
97. Geffe, P. R. "Open Letter to Communications Engineers." *Proc. IEEE* 55 (December 1967), p. 2173.
98. Skolnik, M. I. "Radar's Environmental Role." *IEEE Potentials* 10 (April 1991), pp. 13–16.
99. Linde, G. J. "Use of Wideband Waveforms for Target Recognition with Surveillance Radars." *Record of the IEEE 2000 International Radar Conf.* May 7–12, 2000, Washington, D.C., pp. 128–133. See also Linde, G. J., and C. V. Platis. "Target Recognition with Surveillance Radar." *NRL Review*. Naval Research Laboratory, Washington, D.C., pp. 118–120, 1995.
100. Hudson, S., and D. Psaltis. "Correlation Filters for Aircraft Identification from Radar Range Profiles." *IEEE Trans. AES-29* (July 1993), pp. 741–748.
101. Zyweck, A., and R. E. Bogner. "Radar Target Classification of Commercial Aircraft." *IEEE Trans. AES-32* (April 1996), pp. 598–606.

102. Cutrona, L. J. "Synthetic Aperture Radar." *Radar Handbook*, M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 21.
103. Kerr, D., S. Musman, and C. Bachmann. "Automatic Recognition of ISAR Ship Images." *IEEE Trans. AES*-32 (October 1996), pp. 1392-1404.
104. Jain, A., and I. Patel. "Dynamic Imaging and RCS Measurements of Aircraft." *IEEE Trans. AES*-31 (January 1995), pp. 211-226.
105. Harris, et al. "Dynamic Air-to-Air Imaging Measurement System." *Conf. Proceedings of the 14th Annual Meeting of the Antenna Measurements Techniques Association*, October 19-23, 1992, pp. 6-11 to 6-16.
106. Steinberg, B. D. "Microwave Imaging of Aircraft." *Proc. IEEE* 76 (December 1988), pp. 1578-1592.
107. Steinberg, B. D., D. L. Carlson, and W. Lee. "Experimental Localized Radar Cross Sections of Aircraft." *Proc. IEEE* 77 (May 1989), pp. 663-669.
108. Dinger, R., et al. "Measurements of the Radar Cross Section and Inverse Synthetic Aperture Radar (ISAR) Images of a Piper Navajo at 9.5 GHz and 49 GHz." Naval Command Control and Ocean Surveillance Center (NRaD), Tech. Rep. 1569, January 1993.
109. Pettengill, G. H. "Radar Astronomy." In *Radar Handbook*, 1st ed. M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1970, chap. 33.
110. Hynes, R., and R. E. Gardner. "Doppler Spectra of S-Band and X-Band Signals." Supplement to *IEEE Trans. AES*-3 (November 1967), pp. 356-365. Also, *Report of NRL Progress* (January 1968), pp. 1-10.
111. Dunn, J. H., and D. D. Howard. "Target Noise." *Radar Handbook*, 1st ed. M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1970, Chap. 28, Sec. 28.5.
112. Collot, G. "Fixed/Rotary Wings Classification/Recognition." *Proc. of the CIE International Conf. on Radar*, Beijing, China, October 22-24, 1991, pp. 610-612.
113. Bullard, B. D., and P. C. Dowdy. "Pulse Doppler Signature of a Rotary-Wing Aircraft." *Proc. 1991 IEEE National Radar Conf.*, Los Angeles, CA, March 12-13, 1991, pp. 160-163.
114. Fliss, G. G., and D. L. Mensa. "Instrumentation for RCS Measurements of Modulation Spectra of Aircraft Blades." *Proc. IEEE 1986 National Radar Conf.*, pp. 95-99.
115. Kulpa, K., Z. Czekala, J. Misiurewicz, and J. Falkiewicz. "Parametric Detection of the Helicopter Hub Echo." *Proc. 1999 IEEE Radar Conf.*, Waltham, MA, pp. 262-266, IEEE Catalog No. 99CH36249.
116. Gardner, R. E. "Doppler Spectral Characteristics of Aircraft Radar Targets at S-Band." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 5656, August 3, 1961.
117. Bell, M. R., and R. A. Grubbs. "JEM Modeling and Measurement for Radar Target Identification." *IEEE Trans. AES*-29 (January 1993), pp. 73-87.

118. Copeland, J. R. "Radar Target Classification by Polarization Properties." *Proc. IRE* 48 (July 1960), pp. 1290–1296.
119. Holm, W. A. "Polarimetric Fundamentals and Techniques." *Principles of Modern Radar*, J. L. Eaves and E. K. Reedy (Eds.). New York: Van Nostrand Reinhold, 1987, chap. 20.
120. Evans, D. L., T. G. Farr, J. J. Van Zyl, and H. A. Zebker. "Radar Polarimetry: Analysis Tools and Applications." *IEEE Trans. GRS-26* (November 1988), pp. 774–789.
121. Boerner, W. M., W-L Yan, A-Q Xi, and Y. Yamaguchi. "On the Basic Principles of Radar Polarimetry: the Target Characteristic Polarization State Theory of Kennaugh, Huynen's Polarization Fork Concept, and Its Extension to the Partially Polarized Case." *Proc. IEEE* 79 (October 1991), pp. 1538–1550.
122. Giuli, D. "Polarization Diversity in Radars." *Proc. IEEE* 74 (February 1986), pp. 245–269.
123. Howard, D. D. "High Range-Resolution Monopulse Radar." *IEEE Trans. AES-11* (September 1975), pp. 749–755.
124. Ksienski, A. A., Y. T. Lin, and L. J. White. "Low-Frequency Approach to Target Identification." *Proc. IEEE* 63 (December 1975), pp. 1651–1660.
125. Lin, H., and A. A. Ksienski. "Optimum Frequencies for Aircraft Classification." *IEEE Trans. AES-17* (September 1981), pp. 656–665.
126. Chuang, C. W., and D. L. Moffatt. "Natural Resonances of Radar Targets via Prony's Method and Target Discrimination." *IEEE Trans. AES-12* (November 1976), pp. 583–589.
127. Moffatt, D. L., and R. K. Mains. "Detection and Discrimination of Radar Targets." *IEEE Trans. AP-23* (May 1975), pp. 358–367.
128. Baum, C. E., E. J. Rothwell, K-M Chen, and D. P. Nyquist. "The Singularity Expansion Method and Its Application to Target Identification." *Proc. IEEE* 79 (October 1991), pp. 1481–1492.
129. Dudley, D. G. "Progress in Identification of Electromagnetic Systems." *IEEE Ant. and Prop. Society Newsletter* (August 1988), pp. 5–11.
130. Fok, F. Y. S., and D. L. Moffatt. "The K-Pulse and E-Pulse." *IEEE Trans. AP-35* (November 1987), pp. 1325–1326.
131. Chen, K-M, D. P. Nyquist, E. J. Rothwell, L. L. Webb, and B. Drachman. "Radar Target Discrimination by Convolution of Radar Return with Extinction-Pulse and Single-Mode Extraction Signals." *IEEE Trans. AP-34* (July 1986), pp. 896–904.
132. Optiz, C. L. "Metal-Detecting Radar Rejects Clutter Naturally." *Microwaves* 15 (August 1976), pp. 12–14.
133. Harger, R. G. "Harmonic Radar Systems for Near-Ground In-Foliage Nonlinear Scatterers." *IEEE Trans. AES-12* (March 1976), pp. 230–245.

134. Flemming, M. A., F. H. Mullins, and A. W. D. Watson. "Harmonic Radar Detection Systems." *IEEE RADAR-77 International Conf.*, October 25–28, pp. 552–554, 1977.
135. Powers, E. J., J. Y. Hong, and Y. C. Kim. "Cross Sections and Radar Equation for Nonlinear Scatterers." *IEEE Trans. AES-17* (July 1981), pp. 602–605.
136. Hong, J. Y., and E. J. Powers. "Detection of Weak Third Harmonic Backscatter from Nonlinear Metal Targets." *IEEE Eascon-83*, September 19–21, 1983, pp. 169–175, 83CH1967-9, ISSN:0531-6863.
137. Bahr, A. J., and J. P. Petro. "On the RF Frequency Dependence of the Scattered Spectral Energy Produced by Intermittent Contacts Among the Elements of a Target." *IEEE Trans. AP-25* (July 1978), pp. 618–621.
138. Newburgh, R. G. "Basic Investigation of the RADAM Effect." Rome Air Development Center, Rome, N.Y., Report RADC-TR-151, June 1978.
139. Trunk, G. V., and J. D. Wilson. "Association of DF Bearing Measurements With Radar Tracks." *IEEE Trans. AES-23* (July 1987), pp. 438–447.
140. Saha, R. K. "Analytical Evaluation of an ESM/Radar Track Association Algorithm." *SPIE* 1698, "Signal and Data Processing of Small Targets." (1992), pp. 338–347.
141. Farina, A., and B. La Scala. "Methods for the Association of Active and Passive Tracks for Airborne Sensors." *International Radar Symposium*, Munich, Germany, September, 1998.
142. Hawkins, C. F. "Friendly Fire: Facts, Myths and Misperceptions." *Proc. U.S. Naval Institute* 120 (June 1994), pp. 54–59.
143. Silberman, G. L. "Parametric Classification Techniques for Theater Ballistic Missile Defense." *Johns Hopkins APL Technical Digest* 19, no. 3 (1998), pp. 322–339.
144. Heiss, W. H., D. L. McGrew, and D. Sirmans. "Nexrad: Next Generation Weather Radar (WSR-88D)." *Microwave J.* 33 (January 1990), pp. 79–98.
145. Crum, T. D., and R. L. Alberty. "The WSR-88D and the WSR-88D Operational Support Facility." *Bulletin of the American Meteorological Society* 74 (September 1993), pp. 1669–1687.
146. Duden, D. E., and R. T. Lacoss. "An Overview of Automatic Target Recognition." MIT Lincoln Laboratory Journal, "Special Issue on Automatic Target Recognition," vol. 6, pp. 3–10, Spring 1993.
147. Sheen, D. R. et al. "The P-3 Ultra-Wideband SAR: Description and Examples." *Proc. 1996 IEEE National Radar Conf.*, pp. 50–53, IEEE Catalog no. 96CH35891.
148. Vaughn, C. R. "Birds and Insects as Radar Targets: A Review." *Proc. IEEE* 73 (February 1985), pp. 205–227.
149. Chen, K-M, et al. "An X-Band Microwave Life-Detection System." *IEEE Trans. BME-33* (July 1986), pp. 697–701.
150. Geisheimer, J. "A Radar System for Monitoring Human Vital Signs." *IEEE Potentials* 17 (January 1999), pp. 21–24.

## 习题

6.1 (a)以峰值信号与平均噪声比( $2E/N_0$ )从 10dB 变化到 60dB 为自变量,画出半功率脉宽为  $2\mu\text{s}$  的准矩形脉冲的距离均方根误差(以米为单位)的变化。(b)为什么考虑峰值信号与平均噪声比低于 10dB 和高于 60dB 是不恰当的?

6.2 推导半功率脉宽为  $\tau$  的高斯脉冲测量时延的均方根误差[式(6.17)]。

6.3 根据对多普勒频移的测量,以矩形脉冲的脉宽  $\tau$  为自变量,画出下列情况下当  $\tau$  从  $1\mu\text{s}$  变化到 10ms 时的径向速度均方根误差。(a)脉冲能量固定;(b)峰值功率固定。频率为 5400MHz。假定两种情况下脉宽  $1\mu\text{s}$  时  $2E/N_0=36$ 。

6.4 (a)X 波段(9375MHz)的雷达在  $2E/N_0=23\text{dB}$  时要达到 10kt 的径向速度精度(在单个脉冲测多普勒频率的基础上),对矩形脉冲所要求的最小脉宽  $\tau$  是多大?(b)该脉宽对应的最小距离是多少海里?(c)如果脉冲宽度不能超过  $10\mu\text{s}$ ,那么要达到 10kt 的径向速度精度,  $2E/N_0$  应该为多少分贝?(d)如果雷达工作在 W 波段(94GHz),则满足(a)条件的最小脉宽是多大?(e)对用单个短脉冲精确测速的有用性进行评述。

6.5 求目标径向速度有两种方法。一种是由多普勒频移  $f_d=2v_r/\lambda$  求径向速度;还有一种是用距离随时间变化的速度  $\Delta R/\Delta t$  来求。这两种方法的测量精度是不同的。(a)用脉宽为  $\tau$ 、射频频率为  $f_0$  的长准矩阵脉冲测量多普勒频移时,径向距离误差  $\delta v_d$  的表达式是什么?(b)根据距离变化率求目标径向速度时,在时间  $\tau$  内测得的距离为  $R_1$  和  $R_2$ ,则速度  $v_r=(R_2-R_1)/\tau$ ,其中  $\tau$  与用多普勒方法测量时的脉宽一致。那么此时的径向距离误差  $\delta v_r$  的表达式是什么?测量时使用的脉冲是半功率带宽为  $B$  的高斯形脉冲。[用式(6.17)右边]。假定两种方法[(a)和(b)]下的  $2E/N_0$  是一样的。(c) $\delta v_d/\delta v_r$  的比值是多少?(d)由你的关于(c)的结果可以看出多普勒法与距离变化率法哪种方法精度更高?(e)在什么条件下两种方法的测量精度是相当的(假设总的  $2E/N_0$  相同)?(f)你认为,为什么在测速时多普勒法用得不是很广泛?

6.6 (a)假设天线孔径照射为余弦的,在天线波束宽度为  $1^\circ$  时要获得 0.3mrad 的角精度,则  $2E/N_0$  要多少分贝?(b)如果该雷达天线接收到的距离 150nmi 处特定目标回波信号的  $2E/N_0$  为 23dB,那么在什么距离上雷达才能首次得到 0.3mrad 的角精度?

6.7 求下列脉冲的  $\beta\alpha$ (有效带宽  $\beta$  与有效时宽  $\alpha$  的乘积):(a)高斯脉冲,(b)三角脉冲,(c)准矩形脉冲。(采用书中所给的  $\beta$  与  $\alpha$  的表达式。)(d)为了在时延与频率测量上都有较高的精度,需要大的时宽带宽积  $\beta\alpha$ ,那么在上面三种简单波形中选择一种的余地有多大?(e)除了大时宽带宽积  $\beta\alpha$  还有什么选择可以保证在时延和频率测量上都有较高的精度?

6.8 推导用脉宽为  $\tau$  的矩形脉冲测量频率时的均方根误差(式(6.24))。

6.9 在脉冲峰值功率保持不变的情况下,将一个脉冲的脉宽增加四倍对频率测量的影响有多大?

6.10 (a)用于测量汽车或篮球速度的 K 波段(24.15GHz)雷达速度枪的精度为 0.1 英里/小时。当信噪能量比  $2E/N_0$  为 17dB 时,要达到这样的精度观察时间需要多少?(b)一辆时速为 60 英里/小时的汽车在这段时间内能走多远?(c)如果与(a)中 K 波段雷达有同样的观察时间和  $2E/N_0$ ,则一部 X 波段(10.525GHz)的雷达速度枪可达到的精度是什么?



6.11 用式(6.21)的第一部分  $\beta^2 E = \int_{-\infty}^{\infty} [s'(t)]^2 dt$  证明测量梯形脉冲的时延均方根误差与式(6.14)给出的一致。

6.12 求出带宽  $B_s$  的准矩形脉冲的有效带宽和有效时宽,其中  $B_s$  的范围为  $-2/\tau_r$  到  $+2/\tau_r$  [见图 6.2 与式(6.9)],  $\tau_r$  为初始矩形脉冲的宽度,也即  $B_s \tau_r = 4$ 。(必须画出输出波形)且用半功率宽度  $\tau$  表示出  $\beta$  与  $\alpha$ 。

6.13 利用  $\beta$  的定义[式(6.8)]、 $\alpha$  的定义[式(6.23)],式(6.21)、帕斯维尔关系式[式(5.13)]、施瓦茨不等式[式(5.11)],以及分部积分证明  $\beta\alpha \geq \pi$  及输入信号为高斯函数时等号成立。(那些对数学推导有兴趣的人可以试一试。)

6.14 证明式(6.21)  $\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df = -\int_{-\infty}^{\infty} s''(t)s(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} [s'(t)]^2 dt$ 。其中积分限从  $-\infty$  到  $+\infty$ 。(首先对  $S(f)$  进行反傅里叶变换得到  $s(t)$ ,然后对  $s(t)$  进行两次微分)。

6.15 雷达的“测不准原理”是指什么?

6.16 证明测量正弦波的相位时均方根误差为  $\delta\varphi = (2S/N)^{-1/2}$ ,其中  $S/N$  为信-噪比。[可以从测量一个正弦波越过时间轴时的误差入手。注意相位  $\varphi$  等于  $2\pi ft$ ,因此  $\delta\varphi = 2\pi f\delta t$ 。这样除了正弦波一次与时间轴相交时间测量时外,推导过程与用矩形脉冲推导公式(6.4)类似]。

6.17 由模糊图可以得到有关雷达波形的哪些信息?

6.18 匹配滤波器输出信号的峰值幅度为  $2E$ ,其中  $E$  是信号能量。这个结论可以从式(6.42)得到。 $2E$  的峰值输出表示输出信号的单位是能量单位[电压平方乘以时间],但是实际滤波器输出信号的单位应该是伏特。证明匹配滤波器输出信号的单位是伏特而不是能量单位。(与问题 5.6 相关。)

6.19 定性解释为什么图 6.9 是一个降 chirp 信号的模糊图? 降 chirp 信号是指频率随时间递减的线性调频信号。

6.20 (a)在线性调频脉冲压缩雷达系统中为什么要用两个相邻的脉冲,其中一个使用升 chirp 信号,而另一个使用降 chirp 信号?(b)什么时候可以在脉冲中使用下面三种连续的信号:(1)不调制的连续波信号,(2)降 chirp 信号,(3)升 chirp 信号?(c)为什么要在距离很近的两部雷达里一部使用升 chirp 信号,而另一部使用降 chirp 信号?

6.21 有一部 C 波段(5.5GHz)的弹道导弹检测雷达,它采用线性调频脉冲压缩技术。脉压前脉宽为 1.0ms,带宽为 200MHz,采用降 chirp 方式进行调制。如果目标的径向速度为 2km/s,那么由目标多普勒频移产生的距离误差是多少公里? 用脉压后脉冲的分辨力表示的距离误差是多少?

6.22 假定用带宽为  $B$ 、时宽为  $T$  的线性调频脉压信号照射多普勒频移为  $f_d$  的目标,求出下列两种情况下的时延  $\Delta T_r$  的变化:(a)带宽  $B=1\text{MHz}$ 、时宽  $T=1\text{ms}$  的弹道导弹检测雷达,目标  $f_d=100\text{kHz}$ ;(b)带宽  $B=100\text{MHz}$ 、时宽  $T=10\mu\text{s}$  的飞机检测雷达,目标  $f_d=1\text{kHz}$ ;(c)两种情况下由多普勒效应引起的时移误差(以米表示)为多少?(d)两种情况下多普勒效应引起的时移与波形的时延分辨力(可以假定为  $1/B$ )的比值为多少?

6.23 采用线性调频脉冲压缩波形时,怎样才能得到一个目标的真实距离和真实多普勒频移?

6.24 假定有两架比较接近的飞机同时位于天线波束内,其中一架尾随在另一架后面。尾随的飞机速度比领头的要低。它们都被一部线性调频脉压雷达探测到。请叙述在这种情况下



下为了使得两个回波信号输出区别很大,为什么用升 chirp 信号比降 chirp 信号好?

6.25 (a)证明如果将接收信号从另一端输入,则用于产生 5 位巴克码的抽头延迟线可看作一个匹配滤波器。(可以用画出匹配滤波器的输出来证明。)(b)用于产生线性调频信号(chirp 信号)的色散滤波器怎样才能用作接收回波的匹配滤波器?

6.26 证明(也可以用简单的框图)表 6.4 中两种 4 位巴克码是互补码。

6.27 背景:一般情况下可以假定回波信号频谱中的多普勒频移是固定不变的。但有些情况下就不是如此,例如下面问题里出现的情况。问题:一部弹道导弹检测雷达想要检测一个径向速度为  $2\text{nm/s}$  的目标。雷达采用带宽  $100\text{MHz}$  的线性调频脉压信号。那么可用的最大脉冲宽度为多少,不会使压缩脉冲宽度出现明显的变坏?(参考书中有关多普勒容差的脉冲压缩波形的说明。)

6.28 在前面的问题里已经用到一个准则:  $2B T v_r / c$  不超过 1。该准则的基础是:一个径向速度为  $v_r$  的目标被一个脉冲长度为  $T$ 、带宽为  $B$  的长调频信号照射后,脉冲上升沿的多普勒频移与脉冲下降沿的多普勒频移有很大的差别。推导公式  $2B T v_r / c < 1$ 。[推导中要用到另外一个准则:当用脉冲时宽为  $T$  的信号照射目标时,运动目标由于脉冲上升沿和下降沿之间多普勒频移有差异,这样测到的时延的扩展要不大于固定目标(没有多普勒频移)的时延测量宽度  $(1/B)$ 。]

6.29 一部线性调频脉冲压缩雷达采用带宽为  $B$ ,脉压前脉冲时宽为  $T$  的信号。后随一个匹配滤波器后接一个副瓣抑制滤波器,它的权函数为

$$W(f) = \cos(\pi f/B) \text{rect}(f/B)$$

式中  $|x| < 1/2$  时  $\text{rect}(x) = 1$ ,  $|x| > 1/2$  时为 0。匹配滤波器输出信号的频谱为矩形,表达式给定为

$$S_m(f) = \sqrt{T/B} \text{rect}(f/B)$$

匹配滤波器输出的噪声频谱为

$$N(f) = (N_0/2) \text{rect}(f/B)$$

求:

- 副瓣抑制滤波器输出端的信号波形  $s_w(t)$ ;
- 由副瓣抑制滤波器引起的信-噪比损失;
- 输出波形  $s_w(t)$  的第一副瓣电平。

(感谢:这道题由一位多年前在阿拉巴马州 Huntsville 执教一门雷达课程的老师给我的。他把这道题作为家庭作业的一部分。很不幸的是经过这么多年我忘了他的名字,但我想我在这里以及我自己的雷达课程中使用他的习题向他表示感谢)。

6.30 用一部 X 波段的地面 ISAR 雷达对距离  $20\text{nmi}$  处的一个目标成像。飞机以时速  $250\text{kt}$  沿切向轨道飞行(也即飞机与雷达视线垂直)。当雷达视线对着飞机的侧部时获取它的 ISAR 像,因此视角为  $90^\circ$  或近似  $90^\circ$ 。为了得到横向距离为  $1\text{m}$  的 ISAR 像,雷达观察时间必须为多少?

6.31 位于一个 ISAR 距离分辨单元内的快速旋转天线的回波会对目标的 ISAR 像有什么影响?

6.32 用一部 S 波段( $3.2\text{GHz}$ )的地面雷达观察直升机。假定直升机叶片顶端的速度为  $210\text{m/s}$ ,桨叶长  $6\text{m}$ 。

- a. 双叶片直升机与三叶片直升机产生的叶片闪光之间的时间间隔为多长?
- b. 双叶片直升机与三叶片直升机产生的叶片闪光的持续时间为多长?
- c. 如果雷达天线的方位波束宽度为  $3^\circ$ , 那么要保证天线每次扫描都能检测到叶片闪光, 天线的旋转速度每秒必须为多少转?
- d. 要保证从叶片闪光至少接收到五个脉冲, 雷达的重复频率必须为多大?
- e. 叶片数为奇数时产生的叶片闪光的雷达散射截面积为多大?
- f. 如果直升机处于悬浮状态, 则从直升机叶片得到的最大多普勒频移为多大?
- g. 如果一架直升机叶片前端的实际速度要小于 0.8 马赫(1 马赫为 343m/s), 那么这架直升机的最大前向速度为多少节(knot)? 直升机叶片的雷达回波最大多普勒频移为多大?

6.33 (a)对一类飞机目标用非合作方法进行可靠识别时有哪些方法可选? (b)描述用非合作方法如何可靠识别一艘舰船目标? (c)描述用非合作方法如何可靠识别一架直升机目标?

6.34 有两个宽度为  $\tau$  的脉冲信号, 它们的频率分别为  $f_1$  与  $f_2$ 。只要在时间  $\tau$  内使两个信号的周期数相差一个, 那么据说雷达就可以把它们分辨开(用滤波器将它们分开)。(a)证明这个分辨准则与更常用的准则  $|f_1 - f_2| \geq 1/\tau$  等效。(b)假定一部用于探测卫星的远距离 UHF 雷达(440MHz)的脉宽为 2ms, 则两个目标的速度差异最小为多少时才能用多普勒滤波将它们分辨出来?

6.35 线性调频波形与  $(\sin \pi f t)/\pi f t$  波形的功率谱都是均匀谱。这是不是意味着它们能用同样的脉冲压缩滤波器?(不要仅仅回答是或不是。)

6.36 在 6.5 节有关线性调频脉冲压缩的讨论中提到, 可以同时用升 chirp 信号和降 chirp 信号, 然后用两个时延的平均值来求目标的真实距离, 也可用升 chirp 信号和降 chirp 信号测得的时延来求真实的多普勒频移(这是习题 6.23)。推导用带宽为  $B$ , 时宽为  $T$  的线性调频信号获得的两次时延, 来求频率测量精度的均方根误差的表达式。

## 第7章 雷达杂波

### 7.1 雷达杂波介绍

雷达工程师使用术语杂波,表示自然环境中的不需要的回波。这意味着这些不需要的回波“扰乱了”雷达工作,使对需要目标回波的检测变得困难。杂波包括来自陆地、海洋、天气(特别是雨)、鸟群,以及昆虫的回波。在较低的雷达频率,电离的流星尾迹和极光的回波也能产生杂波。被称为箔条<sup>①</sup>的电子战技术,虽然不是自然环境的一个案例,但由于它是不需要且像雨一样的杂波,因此通常也被认为是杂波。杂波通常在空间范围内分布,即其物理尺寸比雷达分辨单元要大得多。当然,也有“点”或离散的杂波回波,例如电视塔、水塔、建筑物以及其他类似的结构都能产生大的后向散射。大的杂波回波能够遮蔽所需目标的回波,从而限制雷达的能力。当杂波比接收机噪声大很多时,最佳雷达波形和信号处理与只有接收机噪声为主要限制灵敏度的因素的情况是不一样的。

自然环境的雷达回波并非总是不希望的。例如,暴风雨的反射对观测飞机雷达是讨厌的,但饱含雨水的暴风雨却是雷达气象学家希望观测的,用以测量在一个较大区域内的降雨率。陆地的后向散射杂波可干扰雷达的许多应用,但它们是地面测绘雷达、合成孔径雷达,以及地球资源观测雷达所感兴趣的目標。因此,同一种自然环境的回波在一种应用中可能是所需的信号,而在另一种应用中则是不需要的杂波信号。通过雷达或其他传感器观测陆地、海洋、天气及其他自然现象,以确定关于自然环境的某些情况,被称为环境遥感或简单地称为遥感。所有的雷达,严格地说,都是遥感器,但这个术语通常用于那些主要功能是观测自然环境以提取环境信息的雷达。雷达用于遥感的一个主要例子是多普勒气象雷达。

来自陆地或海洋的回波是面杂波的例子,雨水和箔条的回波是体杂波的例子。从分布的面杂波来的回波幅度与照射的面积成比例,为了量度与照射面积无关的杂波回波,通常用单位面积的杂波横截面积(用 $\sigma^0$ 符号)描述面杂波。它可以用下式来计算

$$\sigma^0 = \frac{\sigma_c}{A_c} \quad (7.1)$$

式中, $\sigma_c$ 是面积 $A_c$ 上杂波的雷达横截面积,符号 $\sigma^0$ 被读成“西格马”零,有时也写成 Sigma zero。它同时也被称为散射系数、微分散射横截面积、归一化的雷达反射率、后向散射系数,以及归一化的雷达横截面积,零是上标,因为下标零是为所有极化保留的,西格马零是一个无量纲的数,并经常用分贝来表示,参考值是 $1\text{m}^2/\text{m}^2$ 。

---

<sup>①</sup> 箔条是一种电子对抗措施,它由大量的、薄的无源反射体构成,经常是金属条。当从飞机释放后,将很快被风吹散形成高度反射的云。一小把箔条可以形成与大飞机相比的雷达截面的云。

同样地,单位体积的雷达横截面积用来表示体杂波,定义为

$$\eta = \frac{\sigma_v}{V_v} \quad (7.2)$$

式中,  $\sigma_v$  是体积  $V_v$  的杂波的雷达横截面积。单位体积的杂波横截面积  $\eta$  有时也被称为反射率。

在下一节中,将推导面杂波中目标的雷达距离方程,同时还简单回顾面杂波散射的一般特性。接着描述陆地、海洋、天气及大气的雷达回波。本章最后,描述提高杂波中目标检测的几种方法。

## 7.2 表面杂波雷达方程

描述面杂波下目标检测的雷达方程与第2章中所讨论的雷达方程不同。在第2章中,假设检测灵敏度是由接收机噪声限制的。杂波中目标检测雷达方程引出了与仅受接收机噪声限制的目标检测雷达方程不同的设计理念。

### 低掠射角

考虑图7.1中的几何示意图,该雷达以掠射角  $\psi$  照射表面。假设掠射角较小,小掠射角意味着距离维上的分辨单元大小是由雷达脉冲宽度  $\tau$  而不是仰角波束宽度决定的,横向距离维上的分辨单元的宽度是由方位波束宽度  $\theta_B$  和距离  $R$  决定的。根据简单的雷达方程[例如第1.2节中的式(1.7)],接收回波功率  $P_r$  为

$$P_r = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad (7.3)$$

式中,  $P_t$ ——发射功率, W

$G$ ——天线增益

$A_e$ ——天线有效口径,  $\text{m}^2$

$R$ ——距离, m

$\sigma$ ——散射体的雷达横截面积,  $\text{m}^2$

当回波来自于目标(而不是杂波)时,令  $P_r = S$  (接收目标信号功率),并且  $\sigma = \sigma_t$  (目标横截面积),于是目标反射的信号功率为

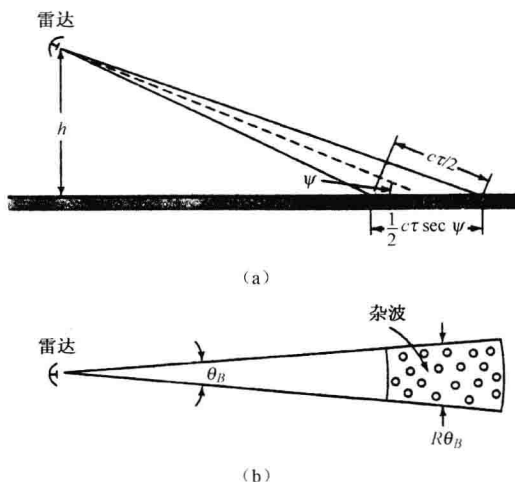
$$S = \frac{P_t G A_e \sigma_t}{(4\pi)^2 R^4} \quad (7.4)$$

当回波是来自于杂波时,横截面积  $\sigma$  变为  $\sigma_c = \sigma^0 A_c$ , 这里雷达分辨单元的面积  $A_c$  可以由图7.1给出,表达式如下

$$A_c = R \theta_B (c\tau/2) \sec \psi \quad (7.5)$$

式中,  $\theta_B$  = 双程方位波束宽度,  $c$  = 传播速度,  $\tau$  = 脉冲宽度,  $\psi$  = 掠射角(相对于表面的切线定义)。在距离坐标上,面积  $A_c$  (分辨单元)的长度为  $c\tau/2$ , 这里定义中的因子2是由于雷达双程传播,根据以上定义,面杂波回波信号功率  $C$  的雷达方程为

$$C = \frac{P_t G A_e \sigma^0 \theta_B (c\tau/2) \sec \psi}{(4\pi)^2 R^3} \quad (7.6)$$



(a) 正视图, 表示雷达脉冲照射的表面长度; (b) 俯视图, 表示被照射的杂波区 (或分辨单元), 它由单个的、独立的散射体组成

图 7.1 雷达面杂波的几何示意图

可以看出, 面杂波回波功率  $C$  与距离的立方成反比, 而不像自由空间的点目标那样, 与距离的四次方成反比。

当面杂波的回波比接收噪声大时, 信杂比等于式 (7.4) 除以式 (7.6), 即

$$\frac{S}{C} = \frac{\sigma_t}{\sigma^0 R \theta_B (\frac{c\tau}{2}) \sec \psi} \quad (7.7)$$

如果最大作用距离  $R_{\max}$  对应于最小可分辨的信杂比  $(S/C)_{\min}$ , 那么以低掠射角在面杂波下检测目标的雷达方程是

$$R_{\max} = \frac{\sigma_t}{(S/C)_{\min} \sigma^0 \theta_B (\frac{c\tau}{2}) \sec \psi} \quad (7.8)$$

如果用了脉冲压缩, 脉冲宽度  $\tau$  等于压缩后的脉冲宽度。

以上方程中的方位波束宽度  $\theta_B$  是双程波束宽度。如果可以用高斯函数近似表示波束形状 (通常是一种很好的假设), 双程波束宽度比单程波束宽度小  $\sqrt{2}$  倍。 (如果用单程波束宽度来计算  $\sigma^0$ ,  $\sigma^0$  的值将比用双程波束宽度算的低 1.5 dB。)

表面杂波的雷达方程, 即式 (7.8), 与 1.2 节中推导的接收机噪声占主导地位的雷达方程完全不同。这时, 距离是以一次方出现, 而在通常的雷达方程如式 (7.3) 所示中它是以四次幂出现的。因此, 当雷达方程中的参数有不确定性或者可变化时, 以杂波为主导的雷达的最大作用距离的变化比以噪声为主导的雷达要大得多。如果式 (7.8) 中的目标横截面积变化 2 倍, 最大作用距离也将变化 2 倍。然而, 当雷达的性能仅仅取决于接收机噪声时, 目标横截面积同样变化 2 倍, 距离仅变化 1.2 倍 (2 的四次方根)。

当杂波是雷达主要的限制因素时, 还有其他的一些显著不同点会影响雷达的设计。在面杂波雷达方程中并没有明显地出现发射功率, 提高发射功率将增强目标信号, 但杂波回波也会以相同的数量增加。因此有用目标的可检测性并未提高。在使用式 (7.8) 时对发射功率的惟一要求是发射功率必须足够大, 以使在雷达接收机处的杂波功率比接收

机噪声要大。

天线增益和有效口径也没有明显出现,它们影响方位波束宽度  $\theta_B$ 。式(7.8)表明方位波束宽度越窄,距离越远。同样,脉冲宽度越窄,距离越远。这一点刚好与传统的噪声下目标回波信号雷达检测是相反的。当雷达主要受噪声影响时,需要采用长脉冲以提高信-噪比,而另一方面,当杂波大于噪声时,长脉冲则会降低信杂比。

如果杂波回波的统计与接收机噪声的统计(高斯概率密度函数)是相似的,则式(7.8)中的最小信杂比的选择可以与第2章中的信-噪比选择类似。然而,高斯统计几乎不适用于海杂波和很少适用于地杂波,除非分辨单元很大。因此,选择海杂波下目标检测所需的最小信杂比是非常困难的。如果没有其他杂波统计的信息,许多工程师将很小心地用接收机噪声中用的高斯模型,并希望能得到好结果。即使可以用高斯统计来描述杂波,杂波回波也不会以接收机噪声相同的方式随时间变化,必须考虑相继杂波回波的时间上的相关。

雷达积累(叠加)一个目标的许多回波以增强检测,这一点已经在第2.6节中讨论。当检测受到杂波限制时,脉冲积累的有效性比起检测受接收机噪声影响的情况要差许多。在  $1/B$  时间段内,接收机噪声统计是独立的(非相关的)。这里  $B$  = 接收机带宽(通常在雷达接收机 IF 端口测量)。脉冲积累时,噪声功率起伏之和没有目标回波之和增加得快。因此随着积累脉冲数的增加,可以得到增加的信-噪比。另一方面,对于完全稳定的杂波(例如岩石或围墙杆),杂波回波不会从脉冲至脉冲变化,它将以目标信号相同的比率增加,信杂比没有增加,因此脉冲积累没有好处。虽然海杂波会随时间而变化,但变化非常缓慢。例如在 X 波段,海杂波的去相关时间大约为几毫秒。人们可以谈论一个脉冲积累的有效数目  $n_{\text{eff}}$ ,它计入式(7.8)的分子中,但比起受噪声限制的雷达,在相同的接收脉冲数条件下,脉冲积累的有效数目  $n_{\text{eff}}$  要少许多。杂波条件下确定  $n_{\text{eff}}$  比噪声条件下要困难得多。由于决定杂波  $n_{\text{eff}}$  的不确定性,当检测主要受到稳定或慢变化杂波影响而非受接收机噪声影响时,保守的工程师将忽略由脉冲积累得到的任何增益。

在式(7.8)中,也没有明显包含系统损耗,在2.12节中提到的许多系统损耗以同样的程度影响目标和杂波回波信号。因此,当信号由杂波限制时损耗对检测的影响小于信号受接收机噪声限制的情况。只要杂波回波大于接收机噪声的假设不会因损耗而无效,损耗的影响小于噪声限制雷达的情况。

### 大掠射角

下面考虑雷达以接近垂直的入射角观测表面杂波的情况,雷达观察的杂波面积是由两个主平面的天线波束宽度  $\theta_B$  和  $\Phi_B$  决定的。在式(7.1)中杂波照射面积  $A_c$  等于  $(\pi/4)R\theta_B R\Phi_B/2$ , 这里  $\psi$  = 掠射角,  $R$  = 距离,因子  $\pi/4$  代表被照射面积的椭圆形状,分母中的因子 2 是必须的,因为在这种情况下,  $\theta_B$  和  $\Phi_B$  是单程波束宽度。将  $\sigma = \sigma^0 A_c$  代入式(7.3),令  $P_r = C$  (杂波回波功率),并取  $G = \pi^2/\theta_B \phi_B^{[1]}$ , 在这种情况下,杂波雷达变为

$$C = \frac{\pi P_t A_c \sigma^0}{128 R^2 \sin \psi} \quad (7.9)$$

可见杂波功率与距离的平方成反比,这个方程适用于雷达高度计或被称为散射仪的遥感雷达接收的地面回波功率。可以推导出以大掠射角检测目标的雷达方程,但它代表的是一种实际中很少遇到的情况。

### 掠射角,入射角以及下俯角

在本章的大部分篇幅中,用掠射角来描述观察杂波的方程,有时也用另外两个角度来替代掠射角(图 7.2)。入射角是相对于表面的法线定义的,掠射角是相对于表面的切线定义的,下俯角是相对于雷达本身的水平线定义的,入射角是掠射角的余角。当地球表面可以认为光滑和平坦时,下俯角和掠射角是相等的。当必须考虑地球曲率时,例如,在星载雷达中,下俯角可以完全不同于掠射角。当考虑接近于垂直入射的地球后向散射时,例如在高度计或散射仪中,通常采用入射角。掠射角在大多数其他的应用中是优先采用的。有些工程师(如参考文献 3 和 4)在以低掠射角观测一个粗糙的或变化的地球表面时,喜欢用下俯角。因为当地球不是一个平面时,下俯角比掠射角更容易确定。

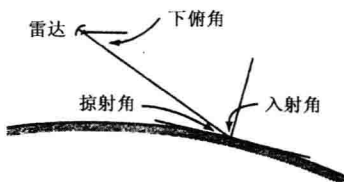


图 7.2 表示雷达和面杂波几何关系的几种角度

掠射角情况下面杂波的变化图 7.3 示出了面杂波与掠射角函数关系的一般形式。这里有三个不同的散射区域,在高掠射角,雷达回波主要是由下列杂波反射造成的:这些杂波可以用许多独立的定向小平面来代表,因此入射能量被直接反射回雷达。后向散射在高掠射角可能非常大,在中等大小的掠射角,后向散射某种程度上类似于一个粗糙平面的散射。在低掠射角,后向散射会受到遮蔽(掩蔽)和多路径传播的影响。浪高对低凹区域的遮掩,使得位于低处的散射体无法被雷达照射。由于直接的能量被不同相的面反射能量抵消了,因此多路径效应减少了低角度传播的能量(与第 8.2 节中描述的多路径效应相似)。图 7.3 中的曲线描述地杂波和海杂波的一般特性;但根据特定杂波的类型,在细节上仍有许多不同,垂直入射时的最大杂波和以掠射角入射时的最小杂波的差可以是几十个 dB。

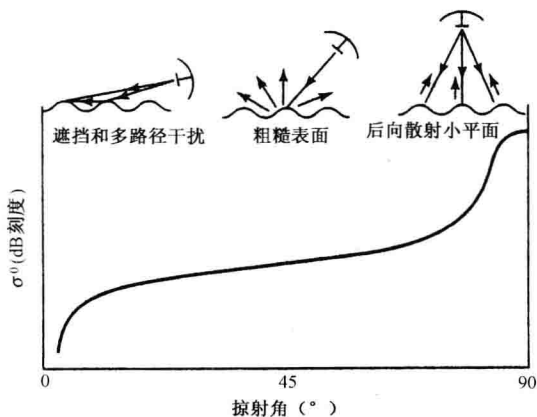


图 7.3 面杂波变化的特性与掠射角的函数关系,示出了三种主要的散射区域

### 平均值和中值

杂波回波的特性通常是用统计值来描述的,它经常可以用平均值  $\sigma^0$  或中值(超过时间 50% 的值)来表示。对非瑞利分布函数,平均值和中值的差别就很大。在某些情况下,杂波测



量的精确度不足以区分平均值和中值。然而,当使用杂波数据时,最好还是知道使用的是平均值还是中值。根据 Nathason<sup>[2]</sup>,平均值要优于中值。中值会随着地点、脉冲宽度、遮挡或其他因素而变化。

在正确的雷达设计中,应知道杂波回波的概率密度函数,从而可以对接收机检测器进行适当的设计。不幸的是,当杂波统计无法用经典的瑞利概率密度函数描述时,确定一个特定的量化统计特性是非常困难的。因此,许多雷达设计是基于杂波的平均值  $\sigma^0$  而不是某个统计模型。在 7.5 节中,将进一步讨论面杂波的概率密度函数。

### 7.3 地杂波

本节讨论低、中、高掠射角的地杂波的一般特性。

#### 低掠射角地杂波

MIT 林肯实验室获得了大量低掠射角地杂波的多频率数据,并由 J. B. Billingsley J. F. Larrabee<sup>[3]</sup>进行了报道,这是为数不多的地杂波数据集之一。这些数据是对各种不同的地形,经过长时间的观测和好的校准后获得的,它们具有较好的“地面真实”性。林肯实验室数据使我们对地杂波比以往有了更好的认识,并修改了某些有关地杂波特性的早期概念。

对广泛分布于北美地区的 42 个不同的点进行了测量,42 个点中大部分位于加拿大西部,测量进行了约 3 年的时间,平均每个点 17 天。对某些点的访问不止一次以确定其季节的变化。测量是在 5 个频率点上进行的:VHF(167MHz),UHF(435MHz),L(1.23GHz),S(3.24GHz)及 X(9.2GHz)频段。雷达是可移动的,雷达上有一个安装在塔台上的天线,天线可以升高到 30、60 或 100 英尺。在 VHF 和 UHF 频段,距离分辨率可以是 150 米或 36 米,在其他三个频段上,距离分辨率可以是 150 米或 15 米。可以采用垂直和水平两种极化形式。在所有位置上杂波回波测量的均方值精度约为 2dB,这对于场地工作来说是个非常理想的值。

雷达测量出  $\sigma^0 F^4$  (在林肯实验室的报告中称为杂波强度),其中  $\sigma^0$  是每单位面积上的杂波横截面积; $F$  是传播因子,其在雷达方程式中有时考虑到诸如多路径反射、衍射及衰减等传播影响。作者将传播因子定义为:“实际存在于正在被测量的杂波单元的入射场与自由空间本身可能存在的杂波单元的入射场之比”。即使希望从传播效应( $F$ )中分离出杂波后向散射( $\sigma^0$ )来,但是要做到这点是困难的,而且在通常情况下是不可能做到的。(在文献中报道的许多  $\sigma^0$  测量方法就是  $\sigma^0 F^4$  的测量,尽管它们可能就是  $\sigma^0$ 。)

杂波观察是在低下俯角,1 至 25 公里或 50 公里甚至更远的距离上进行的。由于在一个诸如自然地形的不平坦表面上很难确定掠射角,因而采用下俯角而不采用掠射角。林肯实验室报告中的下俯角是:“所考虑的后向散射地形点上入射角的余角。”下俯角的这个定义考虑了地球曲率对照射的影响,但是没有考虑到当地地形坡度的影响。

在图 7.4 和表 7.1 中,概括了林肯实验室的测量结果,杂波强度用不同地形和频率下测量平均值的中值来表示,在图和表中的值是垂直极化和水平极化下,距离分辨单元是 150 米和 15 米或 36 米的均值,这样做平均是因为对不同极化和不同分辨率平均杂波回波的变化非常小,通常为 1dB 或 2dB。

表 7.1 对各种地形和频率,基于多次测量得到的地杂波强度平均值的中值

地 形 类 型	$\sigma^0 F^0$ 的中值 (dB)				
	频 段				
	VHF	UHF	L	S	X
城市	-20.9	-16.0	-12.6	-10.1	-10.8
山区	-7.6	-10.6	-17.5	-21.4	-21.6
森林/高起伏(地形坡度 $>2^\circ$ )					
高下俯角( $>1^\circ$ )	-10.5	-16.1	-18.2	-23.6	-19.9
低下俯角( $\leq 0.2^\circ$ )	-19.5	-16.8	-22.6	-24.6	-25.0
森林/低起伏(地形坡度 $<2^\circ$ )					
高下俯角( $>1^\circ$ )	-14.2	-15.7	-20.8	-29.3	-26.5
中等下俯角( $0.4^\circ$ 到 $1^\circ$ )	-26.2	-29.2	-28.6	-32.1	-29.7
低下俯角( $\leq 0.3^\circ$ )	-43.6	-44.1	-41.4	-38.9	-35.4
农田/高起伏(地形坡度 $>2^\circ$ )	-32.4	-27.3	-26.9	-34.8	-28.8
农田/低起伏					
适度的低起伏( $1^\circ <$ 地形坡度 $< 2^\circ$ )	-27.5	-30.9	-28.1	-32.5	-28.4
很低的起伏(地形坡度 $<1^\circ$ )	-56.0	-41.1	-31.6	-30.9	-31.5
沙漠、灌木和草地(少离散物)					
高下俯角( $\geq 1^\circ$ )	-38.2	-39.4	-39.6	-37.9	-25.6
低下俯角( $\leq 0.3^\circ$ )	-66.8	-74.0	-68.6	-54.4	-42.0

\* 在给定频段上一组按相似分类测试值组的中值,包括水平和垂直两种极化,以及高距离分辨(15m 或 36m)和低距离分辨(150m)。

图 7.5 显示从 36 处场所测量得到的、作为频率函数的乡村杂波强度的均值(未包括城市地区)。均值几乎独立于频率,各均值的平均是 29.2dB,所有五个频率上得到的均值都在 29.2dB 的正负 1.7dB 范围内。标准偏差由垂向线表示,图中上下两端的水平横线表示每一频率所测得的极限值。图 7.5 中的值是未进行地形分类前的值。地形分类后,各频率波段 VHF、UHF、L、S 和 X 对应一个西格马杂波强度均值在片与片间变化分别是 3.9、2.8、2.9、2.7 和 2.3。如果地形可按类型区分(如同图 7.4 和表 7.1),所有波段上杂波强度的变化程度会大大减小。

另外,从这次全面的测量结果中还有如下的发现。

- 大多数强的低角地杂波回波来源于可见景观上演出的空间上集中或离散的垂直物体(例如树木、成排的树木、建筑物、篱栏或地形上的高点),地形的低区域在低掠射角被遮挡,因此杂波在空间上是不完整的,杂波出现在“以公里计的宏大的几何可视区域,每个区域包含几百甚至几千空间分辨单元”,产生强回波的单元组经常被仅有微弱回波或接收机噪声的单元分隔(杂波的补缀性产生了低掠射角下的杂波间可视性,见 7.8 节)。

- 在这些测量采用的下俯角范围内,随着角度的增加平均杂波被强度增加,而单元到单元的起伏减小,这是由于随着角度的增加,遮挡减少的缘故。在发生遮挡的低角度,统计特性可以用 Weibull 概率密度函数来表示,在  $6^\circ$  到  $8^\circ$  的下俯角,杂波不再有尖峰,可以用瑞利概率密度函数来表示。

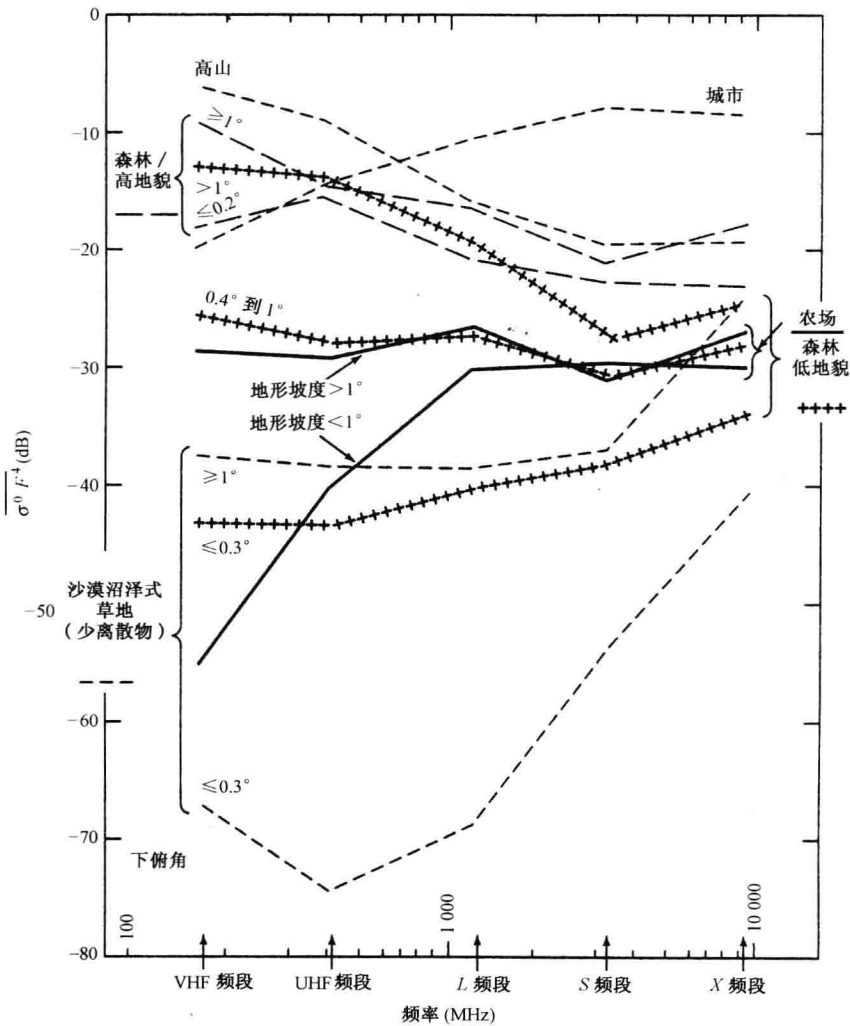


图 7.4 不同地形的平均杂波强度与频率的关系

● 垂直和水平极化的差别是很小的,通常约 1dB 或 2dB,所有频率点的极化差别的中值为 1.5dB,而标准偏差为 2.8dB,与频率的关联性很小(但在 VHF 频段陡峭的山地却是一个例外,测量表明垂直极化的平均杂波强度比水平极化大 7dB 至 8dB),极化与使用的距离分辨单元的相关性也很小。尽管所有地点标称的校准精度为 2dB,参考文献 3 的作者“接受这样一个结论,即平均而言,垂直极化的平均地杂波强度通常比水平极化强 2dB 左右”,他们认为这可能是由于许多离散杂波散射体的垂直取向造成的。

● 由天气或季节引起的杂波回波变化是很小的,通常因天气的变化小于 1.5dB,而随季节变化为 3dB,这相信与低角度杂波主要由离散的散射物造成有关。

● 垂直离散物体对总的杂波强度的影响是很大的,即便它们相对“很稀少”时也是如此,它们是杂波的主要贡献,并且在各个季度相对固定不变。例如,电话线、树木以及麦田周围的篱笆比麦子本身是更重大的散射物体。尽管麦田随季节外貌变化显著,但它对总的杂波强度

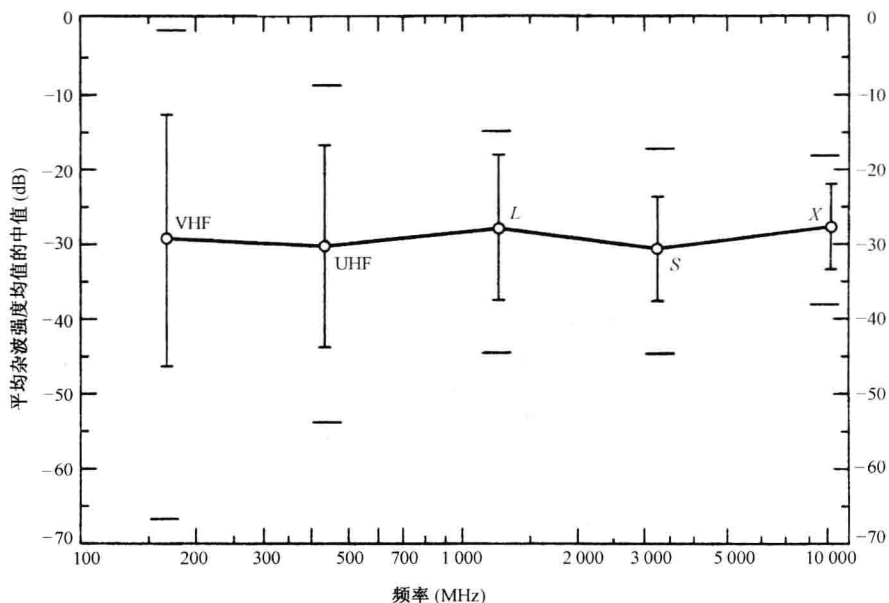


图 7.5 36 个农村地点低下俯角时地杂波(圆圈)平均值,标准偏移(垂直短线)以及测量极值(水平短线)与频率的函数关系(取自 J. B. Billingsley and J. F. Larrabec<sup>[3]</sup>)

的影响是很小的,成排的树的回波会引起强杂波,无论树木是枝繁叶茂或光秃秃,湿的或干的。

- 当地面雷达遇到来自 100km 外或更远的可视地形的强杂波时,它通常是来自雷达视线内的高山的回波,用 VHF 观测时,远距离高山的回波比用微波频率观测时要强得多。

- 森林在 VHF 频段产生的平均杂波回波比微波频段要强 10~15dB,这是因为当雷达能量在森林中传播时,在低频的能量损失要少。然而农场产生的杂波,VHF 波段比微波频段至少低 20dB 或 30dB,因为对相对平坦光滑的表面,多路径效应(第 8.2 节)是一个更重要的因素(当存在多路径时,它减少了低角度的能量)。

- 由于森林趋向于破坏多路径,因此,高照射角的森林杂波回波更可能为固有值  $\sigma^0$  而非  $\sigma^0 F^N$ 。

- 这些测量中采用的低(150m)和高(15m 或 36m)分辨率之间的平均杂波强度差的中值小于 2dB。因此,平均来说,经过多次测量后,低和高距离分辨单元没有明显的差别。

- 尽管杂波回波信号的平均值并不依赖于分辨率,但杂波回波幅度的变化是分辨率的函数。分辨单元越小,单元内的平均就越少,而单元与单元间的变化越大,参考文献 3 提供了在 5 个频率上对 7 种主要地形的标准偏差与均值的比,偏斜度(第三中心矩),突出度(第四中心矩)的测量值,同时给出了 50,70,90 百分点的表。

- 过去许多雷达的设计仅仅基于预计杂波的平均值。然而,不同类型的杂波可能具有相同的平均值,但统计变化完全不同。图 7.6(a)表示在 X 波段测得的一个特定的森林的杂波直方图。它的平均值与图 7.6(b)的农场直方图中的相同,而它们的分布则完全不一样,仅仅基于杂波的平均值设计的雷达在这两种区域中的性能是不会一样的。在这种情况下,森林的均值-中值比是 8dB 而对农场则非常大,达到了 33dB。图 7.6(c)和图 7.6(d)表示 VHF 频带下同样这两种地形的直方图。在这两种情况下平均值则完全不同,对森林的均值-中值比是

4dB,而对农场是 15dB。

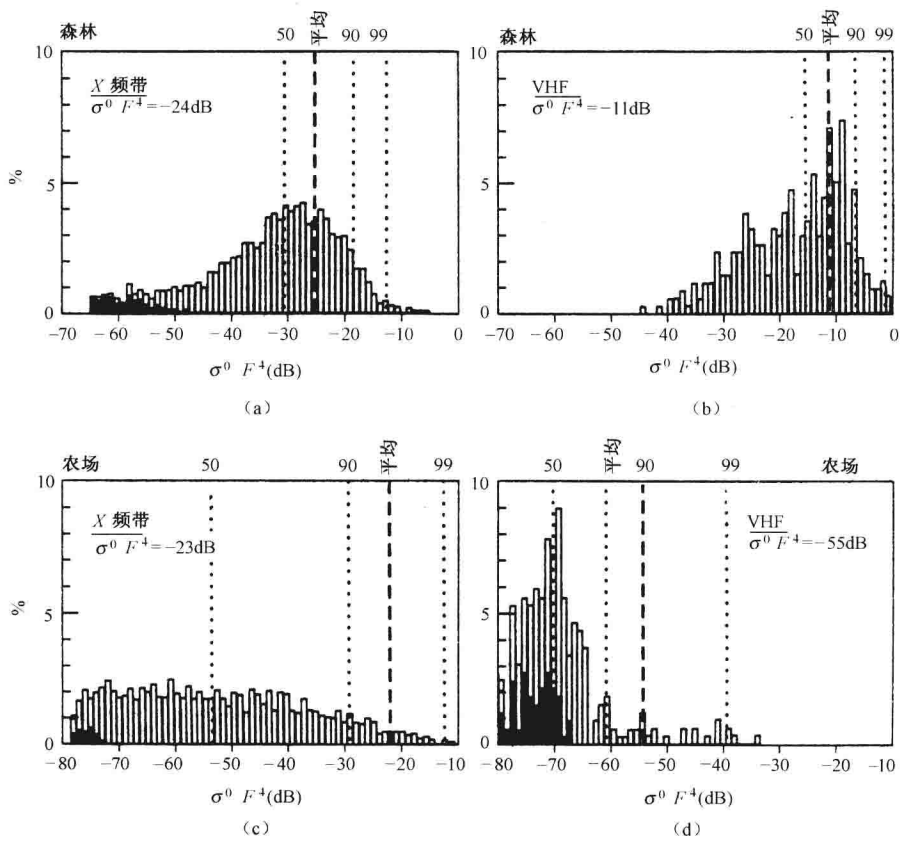


图 7.6 X 波段低下俯角地杂波的直方图(a)一块特定的森林区域;(b)一块特定的平坦农场,两者有大致相同的平均杂波强度值,但为不同的统计分布;(c)和(d)表示相同地形,但在 VHF 波段黑色为接收机噪声

● 平均杂波强度隔天的差异最可能是 0.2dB,平均差异约 1dB,超过平均值的变化的方差为 25dB,偶尔会出现隔天的差异比较大的情况(近 10dB),这是因测试设备故障或异常现象的发生,例如一辆火车开过现场引起的。

● 据称地杂波最显著的特性是它的可变性,在设计雷达检测杂波中目标时需牢记这一点,设计必须保守,以便能在一个较大的杂波值范围内提供可靠的检测。

图 7.7 是位于加拿大马尼托巴的 Cull Lake West 在 X 波段 PPI 显示器上的杂波显示,这也是林肯实验室的测量点之一,最大距离为 7km,距离分辨率为 15m,极化是水平极化, $\sigma^0 F^{-4} \geq -40$ dB 的单元显示为白色,用黑线在西北勾画出的区域是一个记录了许多数据的扇区,这个特殊的区域是一个距离约 3.5km 的草木丛生的湿地,接着从 3.5km 到 5km 是一个沼泽塘,再过去从 5km 到 6km 区域内是一个沿着 Winnipeg 湖岸的高高的沙丘。该 PPI 显示说明地杂波是由许多不同的地质类型和空间相关度组成的,它同时也说明杂波不像“随意撒的盐和胡椒粉”。



图 7.7 在加拿大 Cull Lake West Manitoba 的 PPI 杂波图  $\sigma^0 F^4 \geq -40\text{dB}$  单元用白色表示

图 7.8 示出从乡村的低起伏地貌到高起伏地貌的地形的 X 波段回波累积幅度分布与下俯角的函数关系<sup>[4]</sup>。低起伏地貌指的是平均斜率 $<2^\circ$ ，高度变化 $<100$  英尺；而高起伏地貌，指的是斜率 $>2^\circ$ ，高度变化 $>100$  英尺；在较高的下俯角时，分布斜率接近瑞利分布的斜率，这表明在较高的角度杂波的微遮挡非常小。

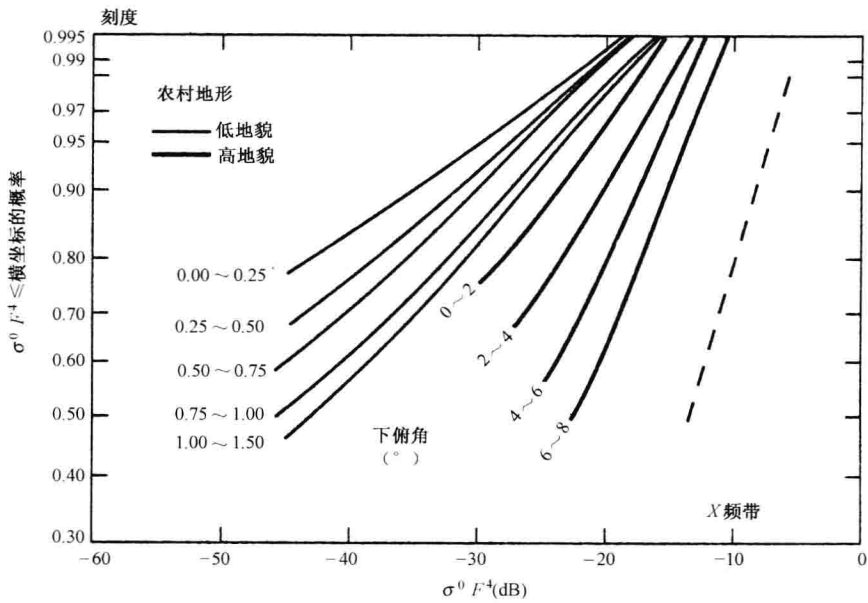


图 7.8 高和低起伏地貌农村地形 X 波段杂波累积幅度概率分布与下俯角的关系,该图中直线表示 Weibull 杂波,显示了瑞利分布的坡度进行比较

根据 Billingsley<sup>[4]</sup> 推导的图 7.9, 表明低地貌和高地貌乡村地杂波的平均值和中值的变化, 图的顶部是韦布尔偏斜参数值, 这在以后 7.5 节和式(7.18)中会提到。

有关林肯实验室地杂波测量的进一步信息可在 Billingsley 的详细报道<sup>[3~5]</sup> 中找到。

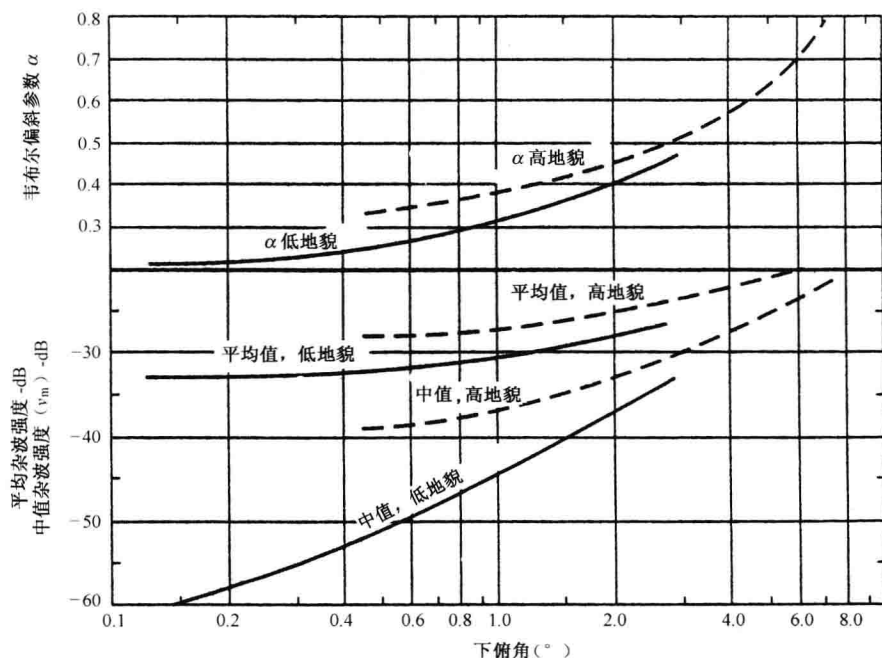


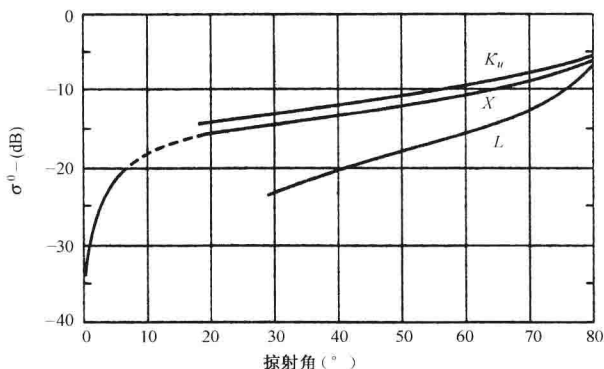
图 7.9 低和高农村地形平均值和中值与下俯角的函数关系, 上面的曲线给出了韦布尔偏斜参数

**中掠射角地杂波** 有许多对中掠射角地杂波的测量数据, 从几度到约  $70^\circ$  都有(见参考文献 2, 6, 9, 10, 12, 15, 17~19)在这个角度范围的许多信息都是从飞机或航天飞机上获得的, 在飞机或航天飞机上用雷达观测的杂波特性的地面真实性较差, 安装于可移动的车载式吊车上的雷达也被用来获得中掠射角数据。这种方法尤其被那些对遥测感兴趣的人采用, 由于雷达离杂波较近, 可以很容易地辨认它的特性, 因此用这种仪器可以较容易地获得地面的真实信息。然而, 用装在车载式吊车上的雷达无法获得飞机或飞船得到的高度平均的数值。

在图 7.10 中示出了一个杂波平均值的例子, 这可能是北美夏季的典型值, 这张图是由 Moore<sup>[6]</sup> 给出的数据推导出来的, 它代表由 Skylab S-193 散射仪(13.9GHz)和 Kanass 大学装在车载式吊车上的“微波有源分光光谱仪系统”<sup>①</sup>测量得到的综合数据。地面车载式吊车雷达可以工作于 1~18GHz, 从车载式吊车雷达上得到的数据与 Moore 等人的结合, 这是通过比较 13.8GHz 地面数据和 13.9kHz 空间实验数据实现的。模型的绝对电平由空间实验测量值决定, 但与其他频率之间的关系是由地面测量确定的。图 7.10 中的 L 波段的曲线合成了水平和垂直极化, 并代表测量了两年的数据的平均值。如 Billingsley<sup>[4]</sup> 所报道的, 低掠射角的 X 波段的值是从各种地形的平均值中得到的, 曲线中的虚线段是实线段的内插。

① 任何其他名称的雷达还是一部雷达。



图 7.10 北美夏季杂波  $\sigma^0$  的典型值

许多地杂波实验测量值似乎表明在几度到约  $70^\circ$  掠射角的方差值约与掠射角  $\Psi$  的正弦成正比。因此,地杂波有时可以用参数  $\gamma$  来描述, $\gamma$  定义为

$$\gamma = \frac{\sigma^0}{\sin \Psi} \quad (7.10)$$

参数  $\gamma$  在这个角度范围内据说几乎与掠射角无关(注意一个相当粗糙的表面,它沿源的方向再辐射一个功率,功率以每单位立体角计,与入射能量的方向无关,将得到  $\sigma^0 = 2\sin\Psi^{[7]}$ )。代入式(7.10)后,在这种情况下  $\gamma$  是 2 或 3dB, Nathanson<sup>[2]</sup> 称对  $6^\circ$  到  $70^\circ$  的掠射角,从  $0.4\sim 35\text{GHz}$  的所有频率及所有极化, $\gamma$  的最大值是  $-3\text{dB}$ ,中值为  $-14\text{dB}$ ,最小值为  $-29\text{dB}$ 。在此过分的简化中,这些值是各种实验值的最大值而不是一个时间上的峰值。Barton<sup>[8]</sup> 补充认为,对覆盖了庄稼、矮树丛及树木的乡村地形,杂波的  $\gamma$  值介于  $-10\text{dB}$  到  $-15\text{dB}$ ,并且城市和高山杂波的  $\gamma$  接近  $-5\text{dB}$ 。对所有地形,当下俯角为  $1^\circ$  到  $8^\circ$  时,Billingsley 的 X 波段数据可用  $\gamma = -11\text{dB}^{[4]}$  来近似。

据称, $\gamma$  的这些值适用于较宽的频率范围,但众所周知,它们与频率有关,如图 7.10 所表明的。Nathanson 建议,既然这些值在很大程度上是基于 X 波段数据的,那么可以认为它们适用于 X 波段,并且  $\gamma$  与频率的关系可用下式来表示

$$\gamma = \gamma_{10} + 5\log\left(\frac{f}{10}\right) \quad (7.11)$$

这里  $f$  为以 GHz 为单位的频率, $\gamma_{10}$  是  $\gamma$  在  $10\text{GHz}$  的值。例如,在 X 波段  $\gamma_{10} = -14\text{dB}$ , $\gamma$  在 L 波段将等于  $-18.5\text{dB}$ ,式(7.11)用图 7.11 的虚线表示。

图 7.11 的实线是根据参考文献 2 的表 7.16 推导出来的,它们描绘了不同地形的最大  $\gamma$  值,它们代表不同实验者报告的最大值的平均分贝数而不是最大期望回波。(因为数据中有较大的变化,平滑图 7.11 的数值有些任意。)

#### 高掠射角地杂波(接近垂直入射)

接近于垂直入射时  $\sigma^0$  的值可以很大,正如先前提到的,这个范围内的散射是由那些小平面对一个波长较“平”的表面)将入射能量反射回雷达造成的,接近垂直入射的  $\sigma^0$  值也会受到天线方向图和天线增益的影响。

当确定垂直入射的  $\sigma^0$  的值时,必须考虑天线方向图形状。由于天线波束宽度有限,垂直入射的  $\sigma^0$  的测量值有时比真实值要低,这是由于对有限波束宽度进行平均处理得到的,而此时杂波回波会随角度快速变化。对有限波束宽度天线,在尖峰的大数值( $90^\circ$ 掠射角)与偏离法线的角度的低数值平均,因此以这种方式得到的数值比它真正在  $90^\circ$  时要小。

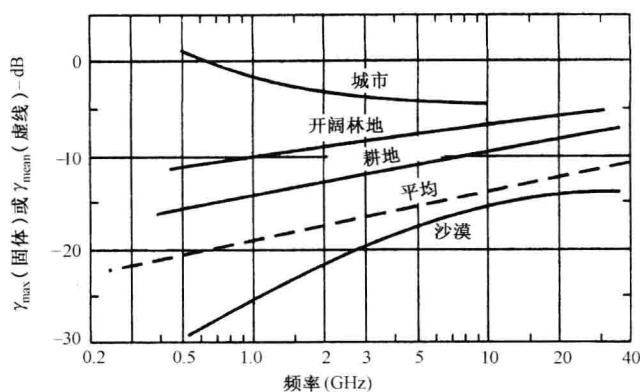


图 7.11 虚线是式(7.11)在 X 波段  $\gamma_{10} = -14\text{dB}$  时给出的  $\gamma$  的平均值,实线是参考文献 2 表 2.16 中给出的  $\gamma$  的最大值

天线增益在某些情况下会影响接近垂直入射的  $\sigma^0$  的值。Schooley<sup>[7]</sup> 指出对一个无限光滑的反射表面,当天线有一个具有双程波束宽度  $\theta_{2B}$  的笔状波束时,在法向入射(掠射角  $= 90^\circ$ ) 时的  $\sigma^0$  值为  $4/(\theta_{2B})^2$ ,单程波束宽度  $\theta_B = \sqrt{2}\theta_{2B}$ 。由于天线的最大增益约等于  $\pi^2/(\theta_B)^2$ ,在这种情况下  $\sigma^0$  的值为

$$\sigma^0 = \frac{8}{\theta_B^2} = \frac{8a}{\pi^2} \approx G \quad (7.12)$$

由此可见,在法向入射和对一个相当光滑的平面在接近法向入射时,增益对  $\sigma^0$  的值有显著影响,比起陆地来这个结论可能更适用于一个相当光滑的海平面。对一个相当平的地面,当反射系数小于单位量时,  $\sigma^0$  的值会被功率反射系数降低;如果表面轻度粗糙(粗糙度比一个波长要小),那么  $\sigma^0$  的值也将减小,这类似于天线口径分布误差的影响。

在雷达手册第 12 章地面波,可以找到一些接近垂直入射的  $\sigma^0$  的值的例子。

垂直入射的  $\sigma^0$  的值通常大于单位值,即雷达横截面积比雷达分辨单元要大。

### 其他地杂波论题

以下概要介绍其他令人感兴趣的关于雷达地面散射的内容。

**离散回波** 楼房和其他建筑物会产生大回波,它们被称为离散或点杂波,在 S 波段大小为  $10^4 \sim 10^5 \text{ m}^2$ 。在低频,它们甚至会更大。W. H. Long<sup>[11]</sup> 等声称在更高的雷达频率(假定为 S 波段或更高频段),横截面积为  $10^4 \text{ m}^2$  的离散杂波的密度约为 1 个每  $\text{mi}^2$ ,  $10^5 \text{ m}^2$  的离散杂波其密度为 0.01 个每  $\text{mi}^2$ 。因此需要一个好的 MTI 雷达来消除大的离散杂波,其他的技术(例如基于杂波图的消影)可以在 MTI 法去除杂波时,用来减少离散杂波的影响。

**雪** 覆盖地面的雪的影响取决于它的厚度、水分及频率,干雪(没有水)的介电常数在 1.4 到 2 之间,因此相当多的能量传输可以在较大角度范围内穿过空气与雪的边界<sup>[12]</sup>。由于干雪的低损耗,雷达能量在穿越雪传输时不会有较大的衰减。因此,雪覆盖下的地面将对  $\sigma^0$  产生主要的影响,尤其是在低频段及损耗很低的薄薄的雪覆盖情况影响最大。例如,人们发现 15cm 厚的粉末状雪在 1~8GHz 的频率范围内对测量到的后向散射没有影响<sup>[13]</sup>。在这些条件下,雪的后向散射完全是由它覆盖的地面造成的。然而,对 12cm 的湿雪,在  $30^\circ \sim 80^\circ$  的掠射角范围内,  $\sigma^0$  几乎下降 5~10dB。

通过雪传输的衰减主要取决于雪中水分的多少。当阳光灿烂时,雪融化形成水,从而增加了衰减,而在夜晚水又结成了冰。因此,根据是白天还是夜晚<sup>[6]</sup>,雷达散射有较大的变化。例如有报道说,在早晨当雪开始融化形成水时,雷达回波在半小时内下降了近 10dB(在较高的微波频率,40°掠射角以及 48cm 厚的雪)。图 7.12 示出了干雪和湿雪的效应在 40°的掠射角与频率的函数关系。在 L 波段,雪基本是透明的,因此回波主要来自覆盖的地面。在微波频谱的高端,在 Ka 波段,雪可能对后向散射产生主要的影响。

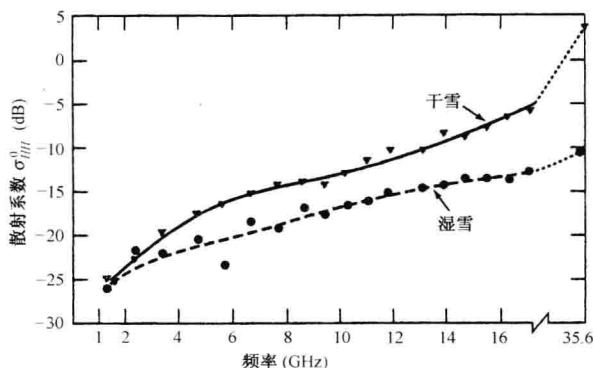


图 7.12 掠射角为 40°时湿和干雪效应与频率的函数关系

在微波遥测杂志第Ⅲ卷<sup>[15]</sup>中可以找到雷达对雪测量的其他案例。

**雪和高度计** 地面上的雪(或冰)的效应通过它在某些雷达高度计中带来的问题得到了生动的阐述。严重的,在飞机高度的测量中,尤其是在 UHF 或更低的频率,在这些低频下雪中传输的损耗很低<sup>[16]</sup>,会发生致命的误差。在某些情况下,空气-雪的交界处产生的回波非常小,可以忽略不计,高度测量则错误地由雪覆盖下的地面反射来确定。更糟的是,如果假定速度为空气中的传播速度而不是雪中的,那么由于雪的介电常数与空气不同,在一个给定的时间延时中会得一个更大的高度测量值(雪中的传输速度是空气中的 0.8 倍,水中的传输速度是空气中的 0.55 倍)。这会误导飞行员,使他错误地了解飞机在雪上的高度,有可能在他认为飞机处于离地面的安全高度时,撞入雪中。当飞行在像 Greenland 的冰冠上时,这对使用 UHF 高度计是一个严重的问题。现在高度计工作于更高的微波频率(4.2~4.4GHz),在这种频段下传输损耗比 UHF 要大许多。因此,高度计的测量值更有可能表示到空气与雪交界处的距离,而不是到雪覆盖下的地面的距离。

**遥测** 文献中报道的许多关于地面后向散射的信息,是为了研发环境遥测用的雷达而收集的。遥测雷达的设计师的设计目标与其他雷达的设计师不同。遥测雷达设计师感兴趣的是获得环境信息(例如土地的湿度或庄稼调查),而其他雷达设计师感兴趣的是在无用的杂波中检测目标。因此,遥测雷达设计师感兴趣的数据可能对雷达设计师没有用,反之亦然。Ulaby 和 Dobson<sup>[17]</sup>给出了主要用于遥测雷达设计的地面后向散射的例子,马塞诺塞大学的计算机数据库中也有相应内容。

**地杂波的变化性** 正如本章早先曾提到的,杂波的一个主要特性是它的变化性,不同的调查者得到的类似数据很少是完全一致的。Long<sup>[19]</sup>指出,“在同类地形上进行的两次飞行,两次得到的  $\sigma^0$  的差别可能近 10dB”。另一个对  $\sigma^0$  值变化性的分析发现最大的差异接近 17dB<sup>[20]</sup>,这次分析对“类似”条件的农作物进行了 11 组测量,使用的雷达参数(频率、极化以及掠射角)

也大致相同。有些不同点是由于缺乏较好的地面“真实性”(即,不是类似地形的测量),缺乏精确的系统校正,或缺少精确的数据处理(包括考虑杂波距离变化的影响以及天线方向图的影响)。雷达设计师已学会接受地杂波值的变化和不确定性,并用保守的系统设计来进行补偿。

**地杂波理论** 许多人试图用经验模型来描述地面散射,但这些尝试都没有完全成功。原则上,如果已知散射表面的形状和介电常数,就可以用数值方法解麦克斯韦方程式。然而,实际上产生散射的土地特性太复杂,很难简单地描述。

**雷达和地杂波** 许多不同的应用都需要有关地面的雷达后向散射的信息,每种应用都有与其他应用不同的独特的需求。

- 检测地面上的飞机 杂波回波约 50~60dB,或更高,大于飞机回波。在这个应用中通常采用 MTI 或脉冲多普勒雷达(第 3 章)来去除大的无用杂波。

- 地面上动目标检测 用适当设计的多普勒处理雷达,可将车辆或个人与杂波区分。

- 高度计 测量飞机或飞船的高度时,地面或海洋产生的大回波是有用的,因为在这种情况下,“杂波”就是目标,高度计在导弹制导和遥测中也用于“地图匹配”。

- 地形特性的检测和高度测量 它在飞机接近高的地形时给飞机提供预警,使飞机可以绕着它(地形回避)或沿着地表轮廓飞行(地形跟随)。

- 成像雷达 它们利用高分辨率来通过地物外形,或与它们周围物品的对比度来识别它们。这些雷达在军事上用于导航或目标识别,如合成孔径雷达(SAR)、侧视机载雷达(SLAR),以及军用空对地雷达。

- 遥测 成像雷达(如 SAR)高度计以及散射计(一种测量  $\sigma^0$  与仰角函数关系的雷达)都用于获得地表特性的特定信息。

## 7.4 海杂波

以较低的掠射角观测的大海的雷达回波一般比地面回波要小。它在距离上没有地杂波远,同时比起典型的地杂波,世界上各大洋的回波都比较一致。然而,建立海回波测量值与决定海况的环境因素之间的定量关系是非常困难的。处理大海回波的另一个困难是海面随时间连续地发生变化,尽管如此,依然存在大量关于雷达海回波的信息,可以用于雷达设计,同时让人们一般性了解它对雷达性能的影响。

海的雷达回波(杂波)的特性取决于海面形状,回波是从尺寸大小(粗糙度)可以与雷达波长相比拟的海上部分得到的,海的形状粗糙度受风的影响,海杂波同时也取决于雷达天线波束相对于风向的指向,海杂波也会因污染改变了水表面张力而受到影响,水相对于空气的温度也被认为会影响海杂波。

海洋通常是由风吹水面形成的波浪所组成的。这些波浪,称为风浪,形成一个随机出现的海洋高度轮廓,涌浪是当风浪移出它们原来被风激起的区域或风停时出现的。涌浪随机性较小,且有时呈现出正弦形状,它们可以远离发源地行进很远的距离(有时几千海里)。如果没有风吹,即使涌浪很大,以较低的掠射角,用 X 波段雷达观测的涌浪回波也非常小。如果有风,海面变得粗糙,雷达回波就会出现。

海况是海员的术语,用于描述海浪的高度。见表 7.2,这张表中的海况描述是世界气象组织给出的,海况条件也可以用 Douglas 级别度量、水文局级别度量以及 Beaufort 级别度量。

Beaufort 实际上是一个风速的度量<sup>[21]</sup>,每种度量都有细微的差别,因此提到海况时,应检查一下用的是哪种度量。

表 7.2 世界气象组织给出的海面状态描述

海况等级	浪 高		描 述
	英 尺	m	
0	0	0	像镜面般平静的海面
1	0~1/3	0~0.1	有小波纹的平静的海面
2	1/3~5/3	0.1~0.5	有小浪的光滑的海面
3	2~4	0.6~1.2	有轻微浪的海面
4	4~8	1.2~2.4	有中等浪的海面
5	8~13	2.4~4.0	有大浪的海面
6	13~20	4.0~6.0	有非常大的浪的海面
7	20~30	6.0~9.0	有巨浪的海面
8	30~45	9.0~14	有非常巨大的浪的海面
9	大于 45	大于 14	有异常巨大的浪的海面

虽然海况通常用于描述海的粗糙度,它并不是一个完整的海杂波强度的指示,风速常常被认为是一个较好的海杂波的衡量,但风也有局限性。因为风对海的影响既依赖于风吹的时间(也称为持续时间)也依赖于风吹的范围(称为吹程)。一旦风开始吹,海需要一段有限的时间来成长并达到平衡状态。当达到平衡点时,它被称为一个“完全发展的大海”。例如,当风速为 10kt,持续时间 2.4h,在一个 10nmi 的吹程内,一个完全发展的大海的波浪高度可以达到 1.4ft<sup>[22]</sup>(平均高为最高波浪高度的 1/3)。它相当于海况 2。一个 20kt 的风在 75nmi 吹程的海面吹 10h 会产生相当大的波浪高度,约 8ft,相当于海况 4。

#### $\sigma^0$ 的平均值与掠射角的函数关系

在图 7.13 中给出了从许多来源获得的海杂波的综合数据。这张图是从 10~20kt 变化的风速的数据得到的,可以认为是海况 3 的代表(海况 3 大约是海况的中间值,即世界大洋的近一半海况为 3 或更低)。可以认为图 7.13 代表了海杂波的平均状况,但数据中仍有许多比细线画出的曲线所示的更不确定的因素。

从图 7.13 的曲线对风速从 10~20kt 下的海杂波,可以得出以下结论。

- 在高掠射角,大约  $45^\circ$  以上,海杂波与极化和频率无关。
- 垂直极化的海杂波比水平极化的大(当风速更大时,两种极化的差异可能变小)。
- 垂直极化的海杂波近似地与频率无关(这一点在低掠射角甚至当频率低至 HF 波段时亦是如此)。

• 在低掠射角,水平极化的海杂波随频率的下降而下降。这显然是因为在低角度,直接路径雷达信号与海面反射的多路径信号相互干扰造成的。

没有一个简单的定律可以描述水平极化的海杂波与频率的关系。

#### 风的影响

风是决定海杂波幅度大小最重要的环境因素,在低掠射角和微波频率上,当风速小于约 5kt 时,海洋的后向散射是很低的。当风速从 5kt 增加到 20kt 时,它会迅速增加,但在更高的风速下增加得较慢。在非常大的风速下,随着风速增加,后向散射增加得很少。

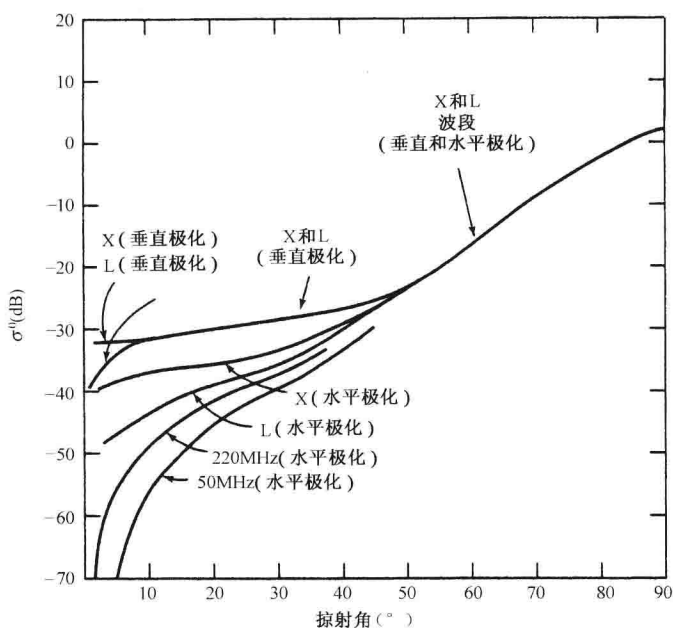


图 7.13 当风速为 10~20kt 时,不同来源的平均海杂波  $\sigma^0$  数据的合成

图 7.14 来自 John Daley 等,采用海军研究实验室的四频率机载雷达的实验数据<sup>[23~25]</sup>。如上所述,海杂波在较高的微波频率和低掠射角条件下,随着风速的增加而增加,但在约 15kt 到 25kt 的风速下开始变平。当以垂直入射观测(掠射角  $90^\circ$ )时,在零或低风速下,海面是平的,有一个很大的回波直接返回雷达;随着风速增加,海面开始不平,有些入射的雷达能量被散射返回到雷达以外的其他方向,因此  $\sigma^0$  将减小。根据 Daley 等,图 7.14 中垂直入射的  $\sigma^0$  值可以用  $25w^{-0.6}$  来表示,这里  $w$  是以节为单位的风速。

在低于约  $1^\circ$  的低掠射角,很难提供风对海杂波影响的量化度量。这是由于有许多因素在低角度影响  $\sigma^0$  值,例如波浪将部分海面遮挡、多路径干扰、绕射、表面(电磁)波以及波道传播。

影响获得可重复的海杂波测量能力的另一个因素,是海洋完全发展需要有限时间和有限的风程。遗憾的是,很少在海杂波的测量中提到风程和持续时间。

海杂波在雷达逆风照射时最大,顺风照射时最小,垂直于风照射时为中等大小。当天线在方位上转动  $360^\circ$  时,  $\sigma^0$  有 5~10dB 的变化,后向散射在较高的频率比较低的频率对风向更敏感;逆风测量的  $\sigma^0$  与顺风测量的  $\sigma^0$  的比值随着掠射角和海况的增加而降低;在 UHF 频率,后向散射在掠射角大于  $10^\circ$  时,实际上对风向并不敏感。

对  $5^\circ$  到  $60^\circ$  掠射角,海杂波极化的正交分量(交叉极化响应)比发射的同极化的回波小 5dB 到 15dB。

### 高分辨率雷达的海杂波(海尖峰)

采用杂波密度  $\sigma^0$  (单位横截面积的杂波)来描述海杂波意味着杂波回波与照射面积无关。当用高分辨率雷达观测海杂波时,尤其是在较高的微波频率(例如 X 波段),海杂波并不均匀,并且不能仅用  $\sigma^0$  来描述。高分辨率海杂波是有尖峰的,用高分辨率雷达观测的独立回波被称

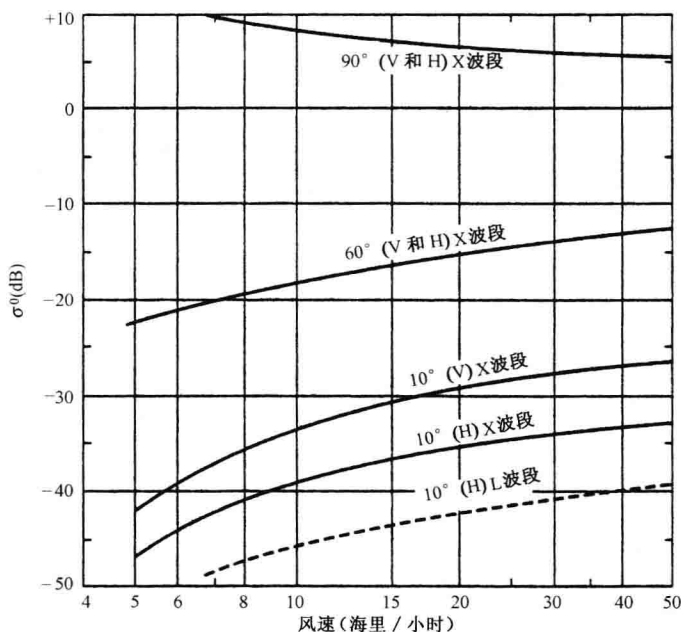


图 7.14 几个掠射角上风速对海杂波的影响,雷达逆风照射,实线适用于 X 波段,虚线适用于 L 波段

为海尖峰,它们是分散的,持续时间仅为几秒钟。它们在时间上不稳定,空间上不均匀。其概率密度函数是非瑞利的。海尖峰很重要,因为在较高的微波频率及低掠射角,对任何雷达分辨率,它们都是海杂波的主要成因。

图 7.15 示出海尖峰时间曲线的一个例子,其海况为 3,脉冲宽度在  $400 \sim 40\text{ns}$  内变化,极化为垂直极化<sup>[27,28]</sup>。对  $40\text{ns}$  脉冲宽度(6 米距离分辨率),图 7.15 表明海尖峰之间的间隔时间为几十秒,每个尖峰的持续时间为 1 秒或几秒。随着脉冲宽度增加,在雷达较大的分辨率单元中出现了更多的海尖峰,且尖峰之间的间隔时间减少了。在这个例子中,海尖峰的雷达横截面积峰值约为  $10\text{m}^2$ (有时它们被观察到有更大的横截面)。由于海尖峰相对大的横截面积和持续时间,有时会将它们误认为最小的雷达目标,这是海尖峰的主要问题;当使用传统的基于高斯接收机噪声检测器时,它们会产生虚警。

在平静的状态下,即海况 1 或更低时,回波信号仍然具有如图 7.15 的尖峰外貌,但在横截面上低了近  $40\text{dB}$ ,时间曲线与图 7.15 相似。但极化是水平极化时,比起垂直极化海杂波出现的频率略低,且更尖锐(更短的持续时间)。

根据在 L、X、S 波段,脉冲宽度从  $0.5 \sim 5\mu\text{s}$  的机载雷达的测量,杂波在雷达逆风或顺风照射时比垂直于风向照射时要尖锐,在低掠射角时比高掠射角时尖锐<sup>[29]</sup>。

当雷达分辨率比水波长小时,海尖峰非常明显。海尖峰的物理尺寸通常比观测它们的雷达分辨率要小,并且据说它们以近似于海表面波的速度移动<sup>[30]</sup>。显然,海尖峰在高和低分辨率时都会出现。在低分辨率时,分辨单元中许多个别的海尖峰的和形成了一个几乎是连续的类似噪声的回波。在更低的频率,当雷达波长比引起海尖峰的海表面特性大时,可期望后向散射不再能用海尖峰来表征。



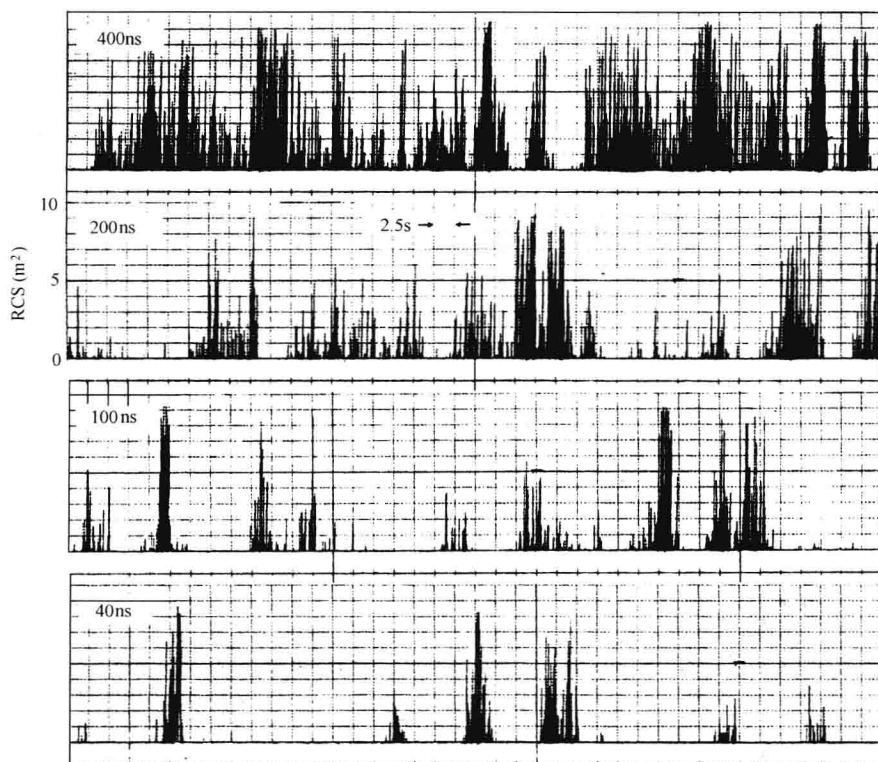


图 7.15 低掠射角 X 波段(9.2GHz)在固定的距离分辨单元内海杂波幅度与时间的函数关系,测量是在 Boca Rato 佛罗里达进行,脉冲宽度从 400ns~40ns,风吹海面引起许多白帽(海况 3),横向距离分辨率大约为 9m,掠射角为  $1.4^\circ$ ,垂直极化(引自 J. P. Hansen 和 V. F. Cavaleri<sup>[27]</sup>)

海尖峰的另一个特性是相对快速和高百分比的脉冲至脉冲间幅度调制。根据 Hansen 和 Cavaleri<sup>[27]</sup>,在 X 波段测得的调制频率从 20~500Hz 变化。调制频率看来会受到物理表面类型(波浪断裂、尖锐的波峰、波纹等)、相对风速和方向,以及雷达极化的影响。特征性的调制幅度可将海尖峰与真实目标回波区分出来并剔除。

除了图 7.15 所示的杂波特性随窄脉冲宽度的变化而变化外,对窄天线波束宽度也发现了类似的效应。有些情况下,使用一个具有低分辨率的较小天线比起受海尖峰困扰的高分辨率天线,可以提高杂波下的目标检测能力<sup>[32]</sup>。另一方面,用非常高分辨率的天线,可以看清海尖峰之间的目标,因此,不需要传统意义上的杂波下可见度指标。

#### 海尖峰的起源

海尖峰与波浪断裂或即将断裂的波浪有关,肉眼可见的“白帽”也与波浪断裂有关。“白帽”本身看来并不是海尖峰产生的原因,因为“白帽”主要是充满空气的泡沫(它不会产生明显的后向散射)。据报道<sup>[33]</sup>,约 50%的时间,白帽是在海尖峰出现在雷达显示屏上的同时或几秒钟后被肉眼看见的约 40%的时间。海尖峰是在波浪出现一个很尖的顶峰但并没有形成“白帽”时出现的,海尖峰回波可以在没有“白帽”的条件下出现,但没有“白帽”是在雷达没有观测

到尖峰时被发现的。因此,可以判定白帽不是海尖峰回波产生的原因。

Wetzel<sup>[34]</sup>根据溢出碎浪的卷流模型<sup>[35]</sup>,给出了海尖峰形成原因的解釋。在这个模型中,汹涌的卷流从晃动的流浪顶部涌出,加速向断裂波浪的正面坠落,随着它的移动卷入空气。Wetzel“进一步假设”断裂事件牵涉一系列以非常接近的时间沿波浪顶部涌出的离散的卷流垂落。根据这个模型及关于卷流特性的假设,Wetzel得以解释峰值雷达横截面积与频率的关系,水平极化的尖峰特性,在很低的掠射角水平和垂直极化海尖峰形状的相似性,特征性调制的产生以及其他的性质。他指出这个模型是基于简化的假设,需要进一步的探讨。但是,它不能够解释当雷达顺风观测海面时的散射,并且也不能充分说明海尖峰的内部幅度调制。

### 在高分辨率海杂波中检测信号

用高分辨率雷达观测的海尖峰的概率密度函数(pdf)是非瑞利的。因此,不能采用传统的在高斯噪声中检测信号的方法(杂波功率的瑞利 pdf 等效于接收机噪声电压的高斯 pdf),非瑞利 pdf 有“较高的尾部”;也就是说,得到较大杂波的可能性比起它是瑞利分布的情况要高许多。在第2章中介绍的根据高斯噪声或瑞利杂波设计的接收机检测器,在遇到海尖峰时会产生较高的虚警率。非瑞利海杂波的统计数据很难量化,并且会随着分辨率和海况而变化。因此,基于高斯噪声假设的传统的接收机检测器设计并不适用。为了避免非瑞利分布的海杂波带来的过量的虚警,必须提高检测决策门限(也许20~30dB)。为了避免虚警所需的高门限降低检测有用目标的概率,当需要考虑海尖峰时,如果还要避免检测能力的严重损失,必须运用以高斯或瑞利统计为基础以外的其他检测标准。

处理海尖峰的一个方法是识别它的幅度调制特征,并将海尖峰从接收机中剔除<sup>[31]</sup>。另一种方法是采用一个具有对数-对数输出-输入特性的接收机,它的功能是比起传统的对数接收机,能更大地抑制较大的杂波。在对数-对数接收机中,在噪声电平到噪声以上+80dB的范围内,对数特性下降比通常的对数响应要快2倍<sup>[36]</sup>。

由于海尖峰较长的相关时间,传统的脉冲积累不会改善尖峰杂波下的目标检测。然而,较高的天线扫描速度(几百rpm)允许对杂波的独立观测,因此可以进行扫描积累<sup>[37]</sup>。类似地,如果检测决策之前可以在较长的时间内观测目标,那么根据目标是持续出现在显示器上而海尖峰时隐时现,就可以将目标识别出来。实现的方法之一是时间压缩,将在第7.8节中提到。

海尖峰的影响对于探测船只的雷达并不重要,因为船的雷达横截面比海尖峰的要大得多。然而,海尖峰会干扰对小目标,像浮标、游泳者、潜水艇的潜望镜、碎片,以及小船等的检测,采用超高分辨率(超宽带雷达)。它的距离分辨率可能仅几个厘米,那么海尖峰在时间和空间上都相对稀疏。因此,当小目标落于尖峰杂波之间时,应该可以发现。

### 非常低掠射角下的海杂波<sup>[38]</sup>

由于遮挡,波道传播(8.5节),雷达波束以变化的角度射在起伏的海平面上等因素,极低的掠射角下的杂波与高掠射角观测下的杂波不同。

海平面很少是完全平坦的。它通常相对于雷达的角度会随时间而变化,可以定义相对于地平线的掠射角,但定义相对于动态变化的海平面的掠射角却很困难,大气折射也会改变雷达波束与表面的夹角。

波峰将波谷遮挡的现象也会出现。雷达见到的散射通常认为主要是波峰产生的,尤其在水平极化的情况下是这样。通过简单的几何方法计算遮挡的效应(确定多少海平面被遮挡)的

尝试并不成功。计算几何遮挡失败的一个原因是因为特征性的散射物(如撞击溅起的卷流,碎浪的其他效应)的分布并不均匀,并且通常发生在靠近波浪顶峰的地方,绕射效应也使遮挡计算变得复杂。因此,遮挡效应比简单的掩盖<sup>[38,39]</sup>要复杂得多。

寻找海尖峰(以及一般的微波海杂波)的理论上的理解时需要考虑的另一个因素是,当入射波具有一个在入射面内的电场分量时,雷达波表面传播的影响。它的影响已在第 2.7 节中所有提及并在图 2.10 中示出一条细长海路的散射的影响,表面行波以及它从不连续性的反射可以是用垂直极化观测的微波海杂波通常比用水平极化观测的海杂波大的一个原因。

对非常低的掠射角(小于  $1^\circ$ ),海杂波会随着掠射角的减小而迅速减小,特别对水平极化是这样。图 7.3 是一类杂波回波作为掠射角的函数的曲线图,它试图显示这个特性,低角度时杂波的减小是由于直接和表面散射波的对消。这将在 8.2 节中的理想情况下的说明中阐明,测量<sup>[41]</sup>已经证明低于某个临界角度时海杂波的迅速减小(海杂波在这个角度从近距离与  $R^{-3}$  相关变为在更远的距离和低掠射角与  $R^{-7}$  相关,这里  $R$ =距离)。然而,并不是所有低角度海杂波测量都显示出这种效应。例如,图 7.13 中 X 波段海杂波曲线就没有出现这样的低于它杂波迅速下降的临界角度。

有些情况下没有临界角的一个原因,是在极低的掠射角会出现波道传播<sup>[42]</sup>。除非将传播效应与海表面散射分开,否则会造成错误的  $\sigma^0$  测量。这就要求使用正确的传播模型<sup>[43]</sup>来考虑波道传播。经常遇到的蒸发波道,它大部分时间发生于世界上大多数海洋上,比起普通的非波道折射条件,也许它是主要的引起海洋杂波值大的因素。

很难得到很低掠射角下,与环境条件相关的可靠的海杂波经验数据。在很低掠射角,获得散射物特性和传播媒值的理论理解也很困难。幸运的是,在很低的掠射角下观测到的海杂波很小,在大多数雷达应用中,它不是影响海杂波下目标检测的一个严重的因素。例如,在 X 波段和海况 3 的条件下, $\sigma^0$  在掠射角  $1.0^\circ$  低于  $-40\text{dB}$ ,在掠射角  $0.3^\circ$  低于  $-45\text{dB}$ ,在掠射角  $0.1^\circ$  低于  $-50\text{dB}$ <sup>[44]</sup>。在更低的频率上当极化是水平极化时,海杂波甚至低于 X 波段的值。

### 垂直(法向)入射的海杂波

虽然在低掠射角,海杂波通常比地杂波要低许多,但在垂直入射时它比地杂波要高。在讨论在一个平坦的完全反射的地面垂直入射的杂波时,曾提到  $\sigma^0$  大约与天线增益  $G$  相等。这对海平面也是成立的。因此,在考查法向入射或接近法向入射的海杂波的测量值时,必须牢记在表面很平坦或略微粗糙的情况下,天线对单位面积后向散射的杂波功率值有显著的影响。

### 海杂波理论

多年来,提出过许多理论模型来解释海杂波。这里的许多讨论都适用于中等或低掠射角,接近垂直入射的散射需要与低的掠射角不同的理论模型。

过去对海回波解释的是基于两种不同的方法。其一,假设杂波是由海平面或接近海平面的散射特征引起的。典型的实例包括波纹的海面<sup>[45]</sup>,海面上喷溅到空气中的小水滴产生的后向散射<sup>[46]</sup>,海表面上的小平面或碎片的后向散射<sup>[41]</sup>。这些都可以用来解释海回波的某些有限的方面,但它们都无法提供充分的解释来说明实验事实。

另一种方法是将散射场当作一个边值问题推导出来。这时海表面用某种统计过程描述最初的一种尝试是,假设可以用高斯概率密度函数来描述表面扰动。据说<sup>[47]</sup>,粗略地观测以较长的水波长表征的海面发现海面可以认为基本上是高斯的,但对海的细微结构(这是研究雷达后向散射感兴趣的内容)的观测表明事实并非如此。根据高斯曲面<sup>[48]</sup>计算海散射

得到的结果乍一看似乎是合理的,但仔细检查却发现并不符合实验数据。大海不能用高斯统计曲面来表示的结论,也可通过非线性的动态系统的混沌理论在实验海杂波数据中的应用<sup>[49]</sup>获得。

**Bragg(布拉格)散射** 成功地描述长雷达波长(HF 和 VHF)下的海回波的模型是 Bragg(布拉格)谐振,或布拉格散射。如此命名这种后向散射是因为它与 Sir Lawrence Bragg,以及他的父亲 Sir William Bragg 提出的 X 射线在晶体中的绕射相类似。Bragg 父子因此双双获得 1915 年物理学诺贝尔奖。Bragg 散射是以一个周期性散射物的散射相干的加强为根据的。虽然风激起的大海并不呈现周期性,但可以认为大海也是由许多不同波长和方向的个别的正弦波组成的,这种方式与电子工程师用频谱描述一个类似噪声的电压波形相类似(它也是由不同频率的许多正弦波组成的)。傅里叶变换是一种将电压波形转换为频谱或反向变换的方法,海频谱是两维的(波浪高度是频率和方向两者的函数),这与电子工程师通常考虑的一维频谱有所不同。

起伏不平的海平面可以用它离开平均值的垂直位移来描述。对这个表面位移进行傅里叶变换得到一个频谱,这种海面产生的散射可以表征为海面频谱中与雷达频率共振的特定的(正弦波)频率分量的散射。共振是指这样一种后向散射:它由来自每个正弦波周期的回波能量相干加强而产生,如图 7.16 所示。在这张图中,雷达波长  $\lambda_r$  是频谱分量  $\lambda_w$ (水波长)的两倍,因此发生了相干叠加。从其他非共振频率的频谱分量来的回波,叠加是不相干的,因而叠加后的幅度比每个周期相干叠加后得到的回波幅度要小得多。因此,主要的散射效应是由共振分量而不是海表面频谱的其他分量引起的。

一般来说,如图 7.16 所示,掠射角不为零,联系掠射角  $\psi$ 、雷达波长  $\lambda_r$  和水波长  $\lambda_w$  的 Bragg 谐振条件可以写为

$$\lambda_r = 2\lambda_w \cos\psi \quad (7.13)$$

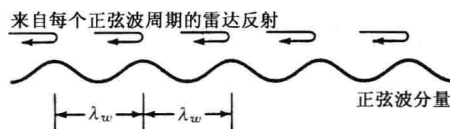


图 7.16 海表面频谱的正弦分量散射的“谐振”或 Bragg 的表示,掠射角  $= 0^\circ$ ,当雷达波长  $\lambda_r$  等于海频谱谐振谱分量波长  $\lambda_w$  的两倍时,会出现散射的同相(相干)叠加

第一个将 Bragg 散射模型成功应用于海杂波的是 Douglas Gombie<sup>[50]</sup>。他用 Bragg 模型解释了 HF 雷达海杂波多谱勒频谱的独特特性,Bragg 散射为用 HF 雷达在海和风条件下进行远距离探测建立了理论基础<sup>[51,52]</sup>。然而 Bragg 模型并未能成功解释较高微波频率下海回波的实验观测。

**复合海面模型** 在较高的微波频率,经典的 Bragg 模型中,引起后向散射的共振水波的波长为几个厘米。这些短波长的水波据说是位于更高幅度的长波长水波上的。短波长的水波是形成后向散射的主要原因,而长波长的水波则使短波长水波倾斜。倾斜的效应可以通过将倾斜角平均加以考虑。因此,可以对海平面建立一个具有两个粗糙度量尺度的复合曲面模型<sup>[53]</sup>。它也被称为双粗糙度模型或复合表面模型。

长波长的水波被称为重力水波,因为它们的传播速度主要是由重力决定的,毛细管水波也

被称为波纹,是一种速度主要由水表面张力决定的小波浪。小于 1.73cm 的波是毛细管波,较长波长的波浪被认为是重力波。在 X 波段,据称复合表面模型是由骑在较长的重力波上的短毛细波浪组成的(然而,除了毛细管波浪外,还有其他的表面效应会在较高频率引起散射;这些表面效应比毛细效应产生更大的后向散射)。

海回波的 Bragg 理论与复合表面模型相结合,已经被某些理论家在相当大的程度上所接受,因为它是很少的几个能够提供计算公式的理论之一。然而,Bragg 理论在微波频率上有很大的局限性,从而使它的有效性受到质疑。

- 微波海回波的复合表面模型不能解释许多重要的海杂波的实验观测,尤其是在低掠射角下观测到的现象。

- 布拉格散射作为一个整体边界值问题的理论表述基于这样一种假设:即海表面位移与雷达波长相比相对较小。这个假设通常在微波频移无法满足<sup>[54]</sup>。

- 对用高分辨率雷达得到的海回波的检查显示主要的散射特征(海尖峰),具有相对较大的幅度(几平方米的雷达横截面)和几秒钟的持续时间。当用足够的分辨率进行观察时,它们是被雷达间歇地发现的,这与复合模型中小波浪骑在大波浪顶部的观点有很大差别。大多数 Bragg 散射的支持者倾向于将波纹或毛细管波当作小的波浪,但是,在显示毛细管波或小波纹的粗糙海照片上,总是出现一些其他更大的海表面特征。它们通常比毛细管状波大,具有尖锐特性;比毛细管波能够产生更大的回波,微波海杂波的任何理论都必须基于被观测到的海面的特性,以及雷达所看到的内容。这些内容在低掠射角主要(甚至可能仅仅)是海尖峰。

**表面特征的散射** 获得满意的海回波理论的一个限制是缺乏海面的定量描述,如果描绘了海面的精确特性,就可以运用比较标准的方法,通过解 Maxwell 方程,实现对电磁散射的计算。然而,海洋学家和流体力学家对引起微波频段海面散射的海面的小尺寸特征并不太感兴趣,缺乏对这些小尺寸特征的全面认识已成为建立适当的模型的一个局限因素。

在对海回波理论进行讨论的开始,曾提到以前的理论家试图通过假设一个相当简单的表面特征(正弦波,小平面,喷溅雾)来解释海回波。Wetzel<sup>[55]</sup>列举了许多其他的会引起海面散射的特征。

- 卷流从断裂波浪的正面滑落。
- 飞溅或水力冲击波:由当地吹风或一个急浪的经过引起的结构。
- 表面起伏层:与波浪断裂有关。
- 楔型结构<sup>[56]</sup>。
- 金字塔尖顶结构。

除此以外,扰动的波峰顶部引起的散射也应包括在表 7.2 中。如果知道这些表面特征的尺寸、形状、分布以及瞬时表现,也就可以建立海回波的理论。

**海尖峰** 无论它的成因和特性如何,被称为海尖峰的散射特性都必须是任何低掠射角及较高微波频率下海杂波理论的重要组成部分。实验表明,高分辨率雷达所看到的只有尖峰。在回波中没有其他大的散射物,因此实验表明海尖峰是微波频率(L 波段或更高频段)的任何雷达海面散射理论的基础,并且 Bragg 散射是低雷达频率(HF 和 VHF)海面散射理论的基础。

### 海杂波模型和雷达设计

上面已经指出,很难建立一个令人满意的微波海杂波理论,使之从基本的原理开始,完整地描述海的电磁散射的实验观测结果。满意的理论应能使雷达工程师在海杂波影响检测的情



况下,优化波形及相关的信号处理,以获得最佳的雷达性能。尽管缺乏合适的理论,雷达设计师仍能通过采用简化的模型和保守的设计,设计出能在海杂波条件下满意工作的雷达。经验观测依然是工程设计或采购指标中确定海杂波模型时广泛采用的基础,这是工程上的权宜之计,直到建立起适合于可靠的设计的理论之前不得不用方法。

存在许多用于描述海杂波的  $\sigma^0$  的平均值数据集,最流行的两个在 Narhanson 的书<sup>[57]</sup>中以及 Georgia Tech<sup>[58]</sup>的公式中给出,其他的模型已由 Morchin<sup>[59]</sup>描述。

文献中  $\sigma^0$  的值通常为均值或中值,关于海杂波的统计特性的信息很少。用传统的检测理论设计雷达信号处理机和检测器需要杂波概率密度函数的知识,同时还必须知道杂波时间和空间上的变化,尤其是高雷达分辨率时。这些描述是很难获得的。将它们与环境参数相关联则更加困难。当困扰雷达回波的杂波随时间可变(不平稳)且在空间上不均匀时,建立一种可被雷达设计师用来信号处理和检测设计的理论成绩不大。

如果有一种令人满意的海杂波模型,那么它也应能提供有关海表面发生的景象的物理机理。在遥测中,雷达是一种用以测量海的某些特性,如海况、表面洋流,以及吹拂大海的风的仪器。人们可以获得雷达回波和需要测量的某些海的环境参数的经验关系,但是一个令人满意的海杂波理论应能提高人们进行环境检测的能力,同时提高对飞机、导弹、船只以及其他目标的检测能力。

#### 海上冰的后向散射<sup>[60~62]</sup>

在低掠射角,如船用雷达的情况,仅有很少的来自平坦光滑的冰面的后向散射能量。在 PPI 或类似的显示器上,冰区除了边缘部分是黑的,如果水和冰共存,那么海杂波在显示器上和冰的回波对比起来要明亮一些。从粗糙的冰面,如浮冰或积冰来的后向散射,会在雷达显示器上产生与海杂波类似的图像。然而,仍可以将粗糙的冰面的杂波回波与海杂波相区别,因为它的图像在从扫描到扫描是不变的,但海杂波回波图随时间而变化<sup>[63]</sup>。靠近 Thule Greer-lanel 的冰域的测量表明雷达后向散射( $\sigma^0$ )在掠射角从  $1^\circ \sim 10^\circ$  的范围内随频率线性变化,与从  $2^\circ \sim 10^\circ$  的掠射角也成正比变化,而从  $1^\circ \sim 2^\circ$  的掠射角则成反比例变化。散射测量仪,一种测量  $\sigma^0$  在接近垂直入射的区域与仰角的函数关系的雷达,被用作一种冰传感器,用来区分一年冰层与多年冰层(在夏季也不会完全融化的冰)。用多极化的舰载雷达也能区分一年冰,多年冰和冰山<sup>[65]</sup>。多年冰更坚硬,比一年冰更难被舰船穿越。成像雷达,如 SAR、SLAR 已被用于对冰域成像以确定冰的特性,并且通知穿越冰域的最佳航行路线<sup>[66]</sup>。

雷达也可以探测冰山。尤其是在冰山有几乎与雷达传播方向相垂直的面时<sup>[63]</sup>,具有倾斜面的冰山即使尺寸很大,产生的回波也很小。在用低掠射角观测时,通过冰山产生的特征性的阴影(缺少回波)可以很容易地在雷达图像上发现冰山<sup>[67]</sup>。Growler 是一种大小足以给舰船带来危险的小冰山,由于它的尺寸和形状都很小,因此是较困难的雷达目标。

#### 浮油

海面的浮动对断裂波浪有一种平滑效应。由于它们在雷达 PPI 上比其他周围的海要显得黑,因此很容易检测出来,垂直极化比水平极化能在雷达浮油图像产生更强的对比。

## 7.5 表面杂波的统计模型

由于杂波回波的高可变性,杂波回波通常用概率密度函数(pdf)或概率分布来描述(第

2.4节)。本节介绍建议用来表征表面杂波单位横截面积或 $\sigma^0$ 的起伏的几种统计模型。它们同时适用于海和地杂波,如瑞利分布中的分布一词在这里用来表示现象的统计特性,既适用于pdf,也适用于概率分布函数。然而在本章中,通常用pdf而不是概率分布来描述杂波统计。

### 瑞利分布<sup>[69]</sup>

这个流行的模型基于这样一种假设:在雷达照射的杂波表面区域内,有大量随机散布的独立的散射体(即便有少到十个散射体,通常也满足“大量”的假设),进一步还假设没有一个比其他散射体大许多的独立散射体。

如果雷达接收机采用线性检波器,在接收机输出端,瑞利分布杂波的电压包络的概率密度函数为

$$P(v) = \frac{2v}{m_2} \exp\left(-\frac{v^2}{m_2}\right) \quad v \geq 0 \quad (7.14a)$$

这里 $m_2$ 是包络 $v$ 的均方值(二阶矩)。这个方程与参考文献17中给出的略有不同,均值 $m_1$ (一阶矩)为 $(m_2 \pi/4)^{1/2}$ ,且中值为 $(m_2 \ln 2)^{1/2}$ ,因此平均值与中值比为 $[\pi/(4/\ln 2)] = 1.06$ ,或0.27dB。瑞利分布的均值与标准偏差成正比,或

$$\text{标准偏差} = \sqrt{\frac{4}{\pi} - 1} \times \text{均值} = 0.523 \times \text{均值}$$

对中值 $v_m$ 而不是平方均值归一化的瑞利概率密度函数是

$$P(v_n) = 2(\ln 2) v_n \exp[-(\ln 2) v_n^2] v_n \quad v_n \geq 0 \quad (7.14b)$$

这里 $v_n = v/v_m$ 。

瑞利概率密度函数也描述当输入为高斯噪声时接收机的输出包络,见第2章对噪声下信号检测的讨论。第2章给出的噪声中的信号的理论适用于杂波中信号的检测,如果杂波统计是瑞利的并且杂波回波在脉冲到脉冲是独立的(如接收机噪声)。然而,杂波并非总是这样的。接收机的噪声电压从脉冲到脉冲是独立的,因为它们在时间 $1/B$ 内是去相关的,这里 $B$ =带宽,杂波的去相关时间可以长得多。这一点在进行脉冲积累,改善检测性能时是相当重要的,因为杂波回波从脉冲到脉冲一般并不是去相关的(在第7.2节中讨论了杂波回波相关和表面杂波雷达方程的关系)。为了应用基于瑞利统计的第2章中的方法,可以通过改变脉冲间频率或在脉间等待足够长的时间以使杂波时间去相关发生(如果存在杂波运动)。然而,这些杂波去相关的方法并非在所有的应用中都可用。例如,频率捷变不能与多普勒处理一起使用,等待杂波因它自己内部运动而去相关可能要花太长的时间。

如果接收机采用一个平方律检波器,那么输出电压将与输入信号功率 $P$ 成正比,在这种情况下,概率密度函数是指数的,或者<sup>[17]</sup>

$$p(P) = \frac{1}{\bar{P}} \exp\left(-\frac{P}{\bar{P}}\right) \quad P \geq 0 \quad (7.15)$$

式中, $\bar{P}$ 为功率平均值,指数pdf的标准偏差等于平均值。

虽然瑞利pdf描述线性接收机的输出,如式(7.14),并且平方律接收机的输出是由式(7.15)的指数概率密度函数给出的,它们都被认为属于瑞利模型。瑞利杂波一词来自杂波模型的基本特性而与是否用线性或平方律接收机无关。



### 对数-正态分布

正如所提到的,瑞利杂波模型通常在雷达分辨单元很大,包含许多散射体,并且没有一个占主导地位的散射体的情况下才适用。它用于表征相对均匀的杂波。然而,当分辨单元尺寸和掠射角都很小时,它并不是杂波的一个好的表述。在这些条件下,大杂波(大“尾巴”)的概率比从瑞利模型得到的更高。

首先被提出用于表示非瑞利杂波的模型之一是对数-正态概率密度函数,因为它有一条长尾巴(与瑞利相比)<sup>[70]</sup>。在对数-正态概率密度函数中,以 dB 表示的杂波回波是高斯的。当接收机用平方律检波器时,回波功率的对数正态概率密度函数为<sup>[17]</sup>

$$p(P) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}sP} \exp\left[-\frac{1}{2s^2}\left(\ln \frac{P}{P_m}\right)^2\right] \quad P \geq 0 \quad (7.16)$$

这里,  $s = \ln P$  的标准偏差,  $P_m = P$  的中值平均值。与中值的比为  $\exp(s^2/2)$ 。用线性接收机时,归一化的输出电压幅度  $v_n = v/v_m$ , 这里  $v_m = v$  的中值时的概率密度函数为

$$P(v_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}sP} \exp\left[-\frac{2}{s^2}(\ln v_n)^2\right] \quad v_n \geq 0 \quad (7.17)$$

这里  $s$  仍是  $\ln P$  的标准偏差。

对数-正态分布可以用两个参数确定(标准偏差和中值),而瑞利分布则只需一个参数确定(均方值)。对数-正态杂波经常用它的平均值与中值的比来表征<sup>[71]</sup>。根据不同实验的测量结果,如参考文献 1 中所报道的,海杂波的平均值与中值的比可以从掠射角  $4.7^\circ$ , 低海况时的 0.6dB 变化到高海况,掠射角为  $0.5^\circ$  的 5.75dB。特定的地杂波的一次测量,它的值约为 2.6dB。

可以预期,由于对数-正态概率密度函数有两个参数,比起一个参数的瑞利分布,它可以更好地与实验数据相拟合。有时认为对数-正态分布趋向于预测比通常的非瑞利杂波更高的拖尾,正如瑞利模型倾向于预测一个较低的值一样。

### 威布尔分布<sup>[17,72]</sup>

Weibull 分布是一个两参数族,它适合拟合处于瑞利和对数-正态之间的杂波测量数据,瑞利实际上是 Weibull 的一个特殊情况;适当选择分布参数,可以将 Weibull 变得接近于对数-正态。

如果  $v$  是一个线性检波器输出的电压幅度,对归一化幅度  $v_n = v/v_m$ , Weibull 概率密度函数为

$$p(v_n) = \alpha(\ln 2)v_n^{\alpha-1} \exp[-(\ln 2)v_n^\alpha] \quad v_n \geq 0 \quad (7.18)$$

这里,  $\alpha$  是与分布斜度有关的参数(有时被称为 Weibull 斜度参数),  $v_m$  为分布中值,当  $\alpha=2$  时, Weibull 取瑞利形式,当  $\alpha=1$  时,它就是指数概率密度函数,平均值与中值比为  $(\ln 2)^{-1/\alpha} \Gamma(1+1/\alpha)$ , 这里  $\Gamma(\cdot)$  是伽玛函数,对一个平方律检波器,当功率  $P=v^2$  时, Weibull 概率密度函数为

$$p(P_n) = \beta(\ln 2)P_n^{\beta-1} \exp[-(\ln 2)P_n^\beta] \quad P_n \geq 0 \quad (7.19)$$

这里,  $\beta=\alpha/2$ ,  $P_n=P/P_m$ , 且  $P_m=v_m^2$  为  $P$  的中值。

Weibull 分布已被用于地杂波<sup>[73,74]</sup>、海杂波<sup>[75,76]</sup>、气象杂波<sup>[77]</sup>以及海上的冰,表 7.3 列出了几种类型的地杂波和海杂波的 Weibull 斜度参数的例子<sup>[79]</sup>。

表 7.3 Weibull 杂波参数<sup>[79]</sup>

地形/海况	频 率	波束宽度(°)	脉冲宽度(μs)	掠 射 角	Weibull 参数
岩石山	S	1.5	2	—	0.52
树木覆盖的山丘	L	1.7	3	~0.5	0.63
森林	X	1.4	0.17	0.7	0.51~0.53
农田	X	1.4	0.17	0.7~5.0	0.61~2.0
海况 1	X	0.5	0.02	4.7	1.45
海况 2	Ku	5	0.1	1.0~30.0	1.16~1.78

关于小下俯角的地杂波,Billingsley<sup>[4]</sup>指出:“Weibull 杂波幅度统计公式比对数正态公式更好地在工程上近似表示了杂波空间幅度分布,杂波幅度的对数-正态分布倾向于提供统计值的太大的扩散<sup>[17]</sup>。

K 分布

Jakeman 和 Pusey<sup>[80]</sup>提出的两参数概率分布的杂波统计模型是一种由两个分量组成的复合分布,描述电压幅度  $x$  的  $K$  分布概率密度函数为

$$p(x) = \frac{2b}{\Gamma(v)} \left(\frac{bx}{2}\right)^v K_{v-1}(bx) \tag{7.20}$$

式中, $b$  是仅与杂波的平均值或  $\sigma^0$  相关的尺度参数<sup>[81]</sup>, $\Gamma(\cdot)$  是伽玛函数, $v$  是形状参数,它依赖于平均值相关的更高阶矩, $K_{v-1}$  是修正的第二类 Bessel 函数(在以上公式中对电压使用了参数  $x$  而不是常用的  $v$ ,以便不会将它与形状参数的希腊字母  $v$  相混淆, $K$  分布的统计矩位于瑞利和对数-正态分布之间,因为海杂波的实验测量似乎具有相同的特性,它有时被当作  $K$  分布使用的理由。虽然它也可以应用于地面<sup>[82]</sup>,但似乎人们对它对海的应用更感兴趣。

对海杂波, $K$  分布由两个可与实验观察数据相关联的分量组成<sup>[83]</sup>。有一个快速变化的分量,其相关时间为 5~10ms(这适用于 X 波段,脉冲间隔为 30ns,以及双程 3dB 波束宽度为 1.2° 特殊情况下获得的一组数据)。通过频率捷变的方法,可将快速分量在脉冲间去相关。它有时被称为“点”分量,并且它的统计可以用瑞利分布来表示。另一个分量有更长的去相关时间,约几秒钟,并不受频率捷变的影响,慢速变化的分量可以用伽玛分布来表示<sup>[84]</sup>。因此,该模型取一个瑞利分布快速变化的分量,被一个慢速变化的伽玛分量调制的形式,从而产生式(7.20)的复合  $K$  分布的形式。

在文献中,曾经提到快速分量的发生是由于“被照射的小块的多重杂波特性”<sup>[85]</sup>,慢速变化的分量被“认为与大海的浪涛结构有关”。对这种说法并没有达成共识(也可以将海杂波描述成由因被观测的海尖峰的特性而具有不同相关时间的两个分量组成的,如 7.4 节所述)。

根据对一个 X 波段雷达的测量结果,该雷达脉宽 30ns,波束宽度(双程)1.2°(得到横向距离分辨率 100~800m), $K$  分布的形状参数  $v$  通常位于 0.1 到  $\infty$ <sup>[81]</sup> 的范围内, $v$  的值随单元尺寸的增加而增加,并且当  $v=\infty$  时, $K$  分布与瑞利分布相同。根据以上雷达的特性,形状参数  $v$  的经验估计值为

$$\log v = \frac{2}{3} \log \psi + \frac{5}{8} \log \Delta + \zeta - k \tag{7.21}$$

式中, $\psi$ =以度为单位的掠射角(从 0.1°~10°), $\Delta$ =以米为单位的横向距离分辨率, $\zeta=-1/3$ 。为向上或向下浪涛方向,+1/3 为横向浪涛方向,0 为中间方向或表示没有浪涛存在; $k$  给出了

极化的影响,垂直极化时  $k=1$ ,水平极化时  $k=1.7$ ,没有发现明显的海况、风速或与相对于风向的姿态角的统计趋势。曾经有人提出<sup>[86]</sup>距离分辨率上的变化对  $v$  的影响,和横向距离分辨率  $\Delta$  对  $v$  的影响类似,并且参数  $\zeta$  可以被表示为  $-1/3\cos 2\theta$ 。这里角度  $\theta$  在雷达天线指向浪涛方向时为零(存在一个与式(7.21)<sup>[86]</sup>略有不同的版本),随着距离分辨率单元变小,杂波分布偏离瑞利分布越大,并且  $v$  变得更小, $v$  越小,给定虚警概率的门限就越高。然而,分辨率越高,杂波回波越小。在距离分辨率的一次分析<sup>[87]</sup>中,得到的结论是如果保持  $K$  分布模型不变,那么雷达分辨率越高,获得的性能一般越好。

必须注意式(7.21)仅是从一部雷达的测量结果得到的,也许并不广泛地适用于其他情况( $v$  似乎在某种程度上应随海况而变化,因为实验表明海杂波的概率密度函数随海况而变化<sup>[88]</sup>)。虽然大多数以上的信息是基于  $X$  波段数据上的,但在  $S$  波段和  $Ku$  波段也观测到了参数  $v$  的类似的特性。

以上讨论主要适用于  $K$  分布的杂波下的目标的非相关检测。该模型已经推广到相关检测<sup>[90,91]</sup>、热噪声的叠加<sup>[92]</sup>,以及 CFAR 的性能<sup>[93]</sup>。

### 其他统计分布

其他提出来用于描述杂波统计特性的分布包括污染的正态<sup>[88]</sup>、Rice<sup>[94]</sup>、Rice 平方<sup>[95]</sup>、伽玛<sup>[96]</sup>,以及对数-韦布尔<sup>[97]</sup>。Shlyakhin<sup>[98]</sup>给出了用于描述非瑞利变化的雷达信号的概率密度函数的详细列表,他列出了 12 个两参数,6 个三参数及 7 个多参数分布。

### 杂波统计描述的应用

本节给出的概率分布在精确描述杂波的幅度统计上是令人感兴趣的。正如以前所提到的,除了瑞利分布,采用这些分布都没有物理上的依据,它们是用来描述实验数据的曲线拟合模型。文献中关于非瑞利分布、杂波下的目标检测的分析采用了对数-正态杂波<sup>[99,100]</sup>、韦布尔杂波<sup>[88,101]</sup>和  $K$  分布杂波<sup>[102,91]</sup>。

例如,韦布尔和  $K$  分布包含两个参数的概率分布,它们比单参数分布能更好地拟合实验数据。一般地,韦布尔和  $K$  分布有类似的曲线拟合能力,但据说韦布尔更易于使用。然而,用一个特定的分布进行曲线拟合并不足以帮助雷达设计师确定如何设计一个信号处理机来检测非瑞利杂波下的目标,因为单个统计表达式并不适合真实世界中杂波的多样性。

在图 7.17 中,比较了瑞利概率密度分布函数和韦布尔及对数-正态的概率密度分布(在这张图中,注明了瑞利和  $\alpha=2$  时的韦布尔曲线等效)。由  $\alpha=0.5$  和  $\alpha=2$  时不同的形状,说明了如韦布尔分布的两参数分布与实验数据拟合的能力。

非高斯的,时间上部分相关,非均匀和非平稳的杂波(这是真实杂波的特性)下的信号检测理论是一个困难的问题,经典的检测理论方法一般是不够的。它们或者包含了不适用的限制性假设,或者很难应用于不断变化的真实世界的杂波。当雷达设计师遇到这样的问题时,必须保守地根据经验设计<sup>①</sup>。

① 本书在前面也作过类似的陈述,指的是雷达设计师不掌握充分的信息的时候。“保持”意味着小心和适当时有“安全系数”。“经验”意味着设计师从他自己或其他人的经验学习。工程设计中经验的作用,特别是那些从失败中得到的经验的作用,已由 Duke 大学土木工程教授 Henry Petroski 在“To Engineer is Human——The Role of Failure in Successful Design”(New York: Vintage, 1992)一书中作了描述。

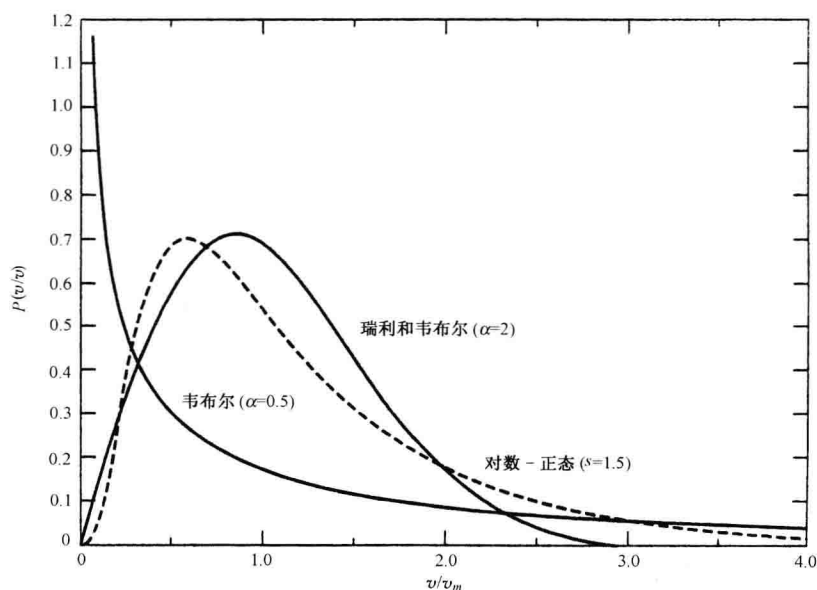


图 7.17 一个线性检波器输出包络  $v$  的概率密度已用中值  $v_m$  进行了归一化, 概率分布分别为瑞利[式(7.14b)]; 对数-正态, 其平均值与中值比为 5dB[式(7.17)]; 韦布尔, 偏斜参数为 0.5[式(7.18)]

## 7.6 气象杂波

雷达比光学或红外传感器不容易受到气象的影响, 但气象在很高的微波及毫米波频率会大大降低雷达性能, 遮挡有用目标的降水引起的后向散射是主要的问题。同时, 穿过雨区还会使传播中的电磁信号衰减, 但在大多数微波频率上它还没有强到能成为目标检测时必须严重关注的因素。

### 检测雨的雷达方程<sup>[1,103~105]</sup>

对气象粒子如雨、冰雹、雨夹雪, 以及雪的回波进行描述的雷达方程是气象学家和雷达工程师都关注的问题, 工程师需要了解气象对目标检测的影响。另一方面, 气象学家则对运用雷达确定降水率及风的方向和速度更感兴趣。以下推导的雷达方程是以对雨的检测为基础的, 但它也可以被推广到其他的降水形式上。

在雷达的分辨率单元中, 有许多个别的雨滴, 每个雨滴的雷达横截面积为  $\sigma_i$ 。体积内分布的雨的总的雷达横截面积等于每个散射物的回波之和, 可以用下式表示

$$\sigma_c = V_c \eta = V_c \sum_i \sigma_i \quad (7.22)$$

式中,  $\eta$  = 单位体积雷达横截面积,  $V_c$  = 雷达分辨单元的体积。对单位体积求和, 体积  $V_c$  为

$$V_c = \frac{\pi}{4} (R\theta_B) (R\phi_B) \left( \frac{c\tau}{2} \right) \frac{1}{2\ln 2} \quad (7.23)$$

式中,  $R$  为距离,  $\theta_B$  为雷达天线的水平半功率波束宽度,  $\phi_B$  为垂直半功率波束宽度,  $\tau$  为脉冲持续时间,  $c$  为传播速度,  $\ln$  为自然对数。式中包含了  $\pi/4$  因子, 它考虑天线波束投射区域的椭

圆形状。为了精确,雷达气象学家将式(7.23)中的体积减小  $2\ln 2$  倍来考虑这样一个事实,即被双程雷达天线方向图(用高斯波束形状描述)照射的均匀雨的有效体积比在式(7.23)中采用半功率(单程)波束宽度时要小。

从雷达横截面积为  $\sigma_c$  的雨接收到的回波功率  $P_r$  可用 1.2 节中简单雷达方程来表示

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_c}{(4\pi)^3 R^4} \quad (7.24)$$

式中,  $P_t$  为发射功率,  $G$  为天线增益,  $\lambda$  为波长,  $R$  为距离。由式(7.22)和式(7.23),雷达方程变为

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \theta_B \phi_B c \tau}{1024 (\ln 2) \pi^2 R^2} \sum_i \sigma_i \quad (7.25)$$

如果天线方向图可以用高斯函数<sup>1</sup>表示,那么天线增益可以用  $G = \pi^2 / \theta_B \phi_B$  近似表示。通过这种替代,雷达方程变为

$$\bar{P}_r = \frac{P_t C \lambda^2 c \tau}{1024 (\ln 2) R^2} \sum_i \sigma_i \quad (7.26)$$

$\bar{P}_r$  上的横线表明接收功率是对许多得到的取样值的平均,以平滑雨回波的起伏变化(雷达气象学家可以对 30 或 40 个取样进行平均,从而使接收信号功率的标准偏差小于 1dB)。

上面的雷达方程假设雷达分辨单元的体积完全充满了均匀的雨滴。如果不是这样,必须引入一个无量纲的波束充满因子进行修正。这个因子是填充了雨水的部分单元,很难精确地估计这个修正值。在远距离或波束照射降水单元的边缘时,很难完全填充分辨单元。

如果能将一个雨滴当作一个直径为  $D_i$  的球体看待,且该球体的周长比雷达波长要小许多(瑞利散射区域),那么雷达横截面积可以用下式表示

$$\sigma_i = \frac{\pi^5 D_i^5}{\lambda^4} |K|^2 \quad (7.27)$$

这里,  $|K|^2 = (\epsilon - 1) / (\epsilon + 2)$ , 且  $\epsilon$  为水的介电常数。水的  $|K|^2$  值会随温度和波长而变化,在  $10^\circ\text{C}$  和 10cm 波长时,它大约等于 0.93,式(7.27)也适用于冰,冰的  $|K|^2$  值约为 0.197,并且在厘米波长区域与频率无关,将式(7.27)代入式(7.26)得到

$$\bar{P}_r = \frac{\pi^5 P_t G c \tau}{1024 (\ln 2) R^2 \lambda^2} |K|^2 \sum_i D_i^6 \quad (7.28)$$

由于直径  $D_i$  以 6 次幂出现,在任何雨滴尺寸的分布里,小数量、大尺寸的雨滴将成为雷达回波的主要成因。

式(7.28)并没有考虑雷达能量因雨而导致的衰减。除了需要对降雨率进行精确测量外,衰减在微波频率通常不是一个需要考虑的因素(正因为如此,被称为 Nexrad 的气象雷达是 S 波段的,这样衰减的影响就很小)。雷达信号穿过均匀的雨区距离  $R$  再回来的双程衰减等于  $\exp(-2\alpha R)$ , 这里  $\alpha$  是单程衰减系数。如果雨水不是均匀的,那么总的衰减应表达为  $\exp(-2\alpha R)$  在双程路径上的积分值。当雷达方程需要包含衰减效应时,对距离  $R$  求解就很困难(实际上,可以通过反复尝试来求解)。

式(7.28)中的参数  $\sum_i D_i^6$ , 雷达气象学家称为雷达反射率因子,并用  $Z$  来表示。实验中,  $Z$  可以通过下式与降雨率相关

$$Z = \sum_i D_i^6 = ar^b \quad (7.29)$$

式中,  $a$  和  $b$  是经验确定常数, 式(7.29)将回波信号功率  $P_r$  与降雨率  $r$  相关, 尝试了许多试验以确定式(7.29)中的常量, 但报道的结果中存在相当的差别<sup>[103]</sup>。被广泛接受的式(7.29)的一种形式是

$$Z = 200r^{1.6} \quad (7.30)$$

这里,  $Z$  是以  $\text{mm}^6/\text{m}^3$  为单位的, 降水率  $r$  以  $\text{mm/h}$  为单位(有时, 表达式  $Z = 300R^{1.4}$  被用于 Nexrad WSR-88D 气象雷达系统进行降水率估测)。当把  $Z$  代入雷达方程时, 必须正确使用  $Z$  的单位, 式(7.30)适用于层云状的降雨。这种降雨在温和的气候, 在 100km 或更大的距离范围内相对均匀(除了里面有几个 10km 大小的降雨之外)<sup>[106]</sup>。除了在阵雨中降雨强度能达到 20mm/h 或更高, 通常降雨强度很少超过 3mm/h, 它们的垂直范围约为 4~6km, 持续时间为几个小时, 山雨的  $Z = 31r^{1.71}$ , 雷暴雨  $Z = 48r^{1.37}$  (山雨是当高山逆风改变充满水气的风向时形成的)。

当把式(7.30)代入式(7.28)中时, 雷达方程变为

$$\bar{P}_r = \frac{2.4P_t G \tau r^{1.6}}{R^2 \lambda^2} \times 10^{-8} \quad (7.31)$$

式中,  $r$  以  $\text{mm/h}$  为单位,  $R$  和  $\lambda$  以  $\text{m}$  为单位,  $\tau$  以  $\text{s}$  为单位,  $P_t$  以  $\text{W}$  为单位, 这是用于测量降雨的方程式形式。接收功率是以  $1/R^2$  变化而不像通常检测“点”目标的雷达方程中那样以  $1/R^4$  变化。

在图 7.18 中, 画出了单位体积雨的后向散射横截面积  $\eta$  与波长和降水率的函数关系。当  $D_i \ll \lambda$  时, 虚线适用于瑞利散射。它是通过在单位体积上叠加式(7.27)给出的  $\sigma_i$  的值和用式(7.29)和式(7.30)获得的, 它给出

$$\eta = \sum_i \sigma_i = T f^4 r^{1.6} \times 10^{-12} \text{ m}^2/\text{m}^3 \quad (7.32)$$

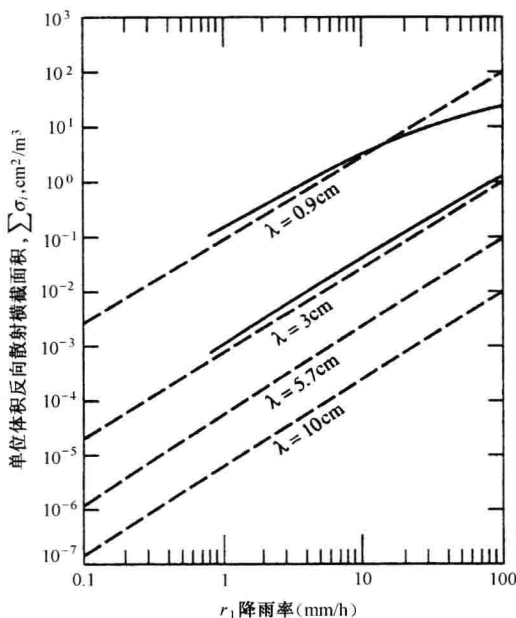


图 7.18 温度为 18°C, 单位体积真实(实线)的和近似的(虚线)后向散射横截面积

式中,  $f$  是以 GHz 为单位的雷达频率,  $r$  是以 mm/h 为单位的降雨。实线是由 Haddock<sup>[107]</sup> 计算的精确值。瑞利散射在大多数雷达频率范围内都是一个好的近似。

雷达气象学家喜欢用参数  $Z$  [式(7.29)] 而不是降水率  $r$  来描述气象雷达的输出。气象雷达可观测到一个尚未降落到地面的充满了雨水的雨云或者在落地之前就蒸发的雨云, 这并不是不寻常的事。因此, 对这种雨云, 以 mm/h 为单位的  $r$  的雷达测量值对在地面用常规的量雨器进行观测的观测者来说没有意义。通过用  $Z$  而不是  $r$ , 气象学家可以避免这个问题, 参数  $Z$  通常以 dB 为单位, 并被记为 dBZ。通过式(7.30), 1mm/h 的降水率等于 23dBZ, 4mm/h 等于 33dBZ, 而 16mm/h 等于 42dBZ (这也许没有正确使用表示功率比的分贝的精确定义, 但这是雷达气象学家的土话), 用  $Z$  代替降水率, 式(7.31)变为 (忽略衰减)

$$\bar{P}_r = \frac{1.2 P_t G \tau Z}{R^2 \lambda^2} \times 10^{-10} \quad (7.33)$$

有时当瑞利散射这一假设不适用时, 雷达气象学家使用一个等效的雷达反射率因子  $Z_e$  来代替  $Z$ , 它被定义为<sup>[108]</sup>

$$Z_e = \lambda^4 \eta / (\pi^5 |K|^2) \quad (7.34)$$

本节中基于  $Z$ - $r$  关系的降水测量的讨论对气象学家来说还不够准确, 获得潜在的更精确的测量值的其他微波方法是基于以下各参数的测量之上的; 以一个或两个频率或两个极化测得的衰减, 差分反射率 (水平和垂直极化测量得到的反射率的比较), 极化差分传播相移 (随着距离的增加垂直和水平极化波之间相位变化率的差); 以及其他<sup>[109]</sup>。

### 雨中目标检测的雷达方程

雨水会严重影响目标检测, 尤其是在 L 波段和更高的频率, 这里推导的雷达方程指出影响雨中目标检测的重要参数。

通过求目标回波和雨回波的比, 推导目标检测的雷达方程。假设雨回波比接收机噪声大许多, 从目标接收的信号功率  $S$  为 (1.2 节)

$$S = P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 R^4} \quad (7.35)$$

式中,  $\sigma_t$  为目标横截面积, 其他参数的定义和在式(7.24)中的定义一样。雨杂波  $C$  与式(7.33)中的雨杂波类似, 可写为

$$C = \frac{K_1 P_t G \tau Z}{R^2 \lambda^2} \quad (7.36)$$

式中,  $K_1$  为常数  $= 1.2 \times 10^{-10}$  (常数  $K_1$  包含传输速度, 其单位为 m/s)。式(7.35)和式(7.36)的比给出单个脉冲的信号杂波比。如果最大距离  $R_{\max}$  对应最小可检测信杂比  $(S/C)_{\min}$ , 那么

$$R_{\max}^2 = \frac{K_2 G \lambda^4 \sigma_t}{\tau Z (S/C)_{\min}} \quad (7.37)$$

式中,  $K_2 = 4.2 \times 10^6$ , 没有包括衰减 (对  $Z$ , 可以代入  $200r^{1.6}$  或任何其他合适的  $ar^b$  关系)。必须指出, 雨回波的统计与接收机噪声不同, 并且  $(S/C)_{\min}$  值可能不容易确定。可从式(7.37)看出, 对在雨中检测远距离目标, 雷达波长应较大 (低频), 脉宽应窄, 波束宽度应小 (高天线增益)。

以上推导的雨中目标检测的雷达方程适用于单个脉冲。当有许多来自一个目标的脉冲可用时, 如果回波是不相关的, 可以将它们叠加在一起 (积累) 以获得更大的信杂比。上面提到



过,对地杂波和海杂波,脉冲至脉冲也许不相关,那么对有效脉冲数量  $n_{\text{eff}}$  的使用必须慎重。然而,雨杂波看来比其他杂波回去相关得更快。如果雷达分辨单元不太小或脉冲重复频率不太高,雨杂波具有瑞利 pdf(概率分布函数)的统计。因此,在可应用独立脉冲的条件成立时,有必要在式(7.37)中包括一个有效脉冲数  $n_{\text{eff}}$  是合适的。以秒为单位的雨的去相关(或独立)时间据说是

$$T_I = 0.2\lambda/\sigma_v \quad (7.38)$$

式中,  $\lambda$  为以米为单位的雷达波长,  $\sigma_v$  为以 m/s 为单位的雨回波的速度频谱的标准偏差。例如,在 S 波段( $\lambda=10\text{cm}$ )并且  $\sigma_v=1\text{m/s}$ ,那么去相关时间为 0.02s,这意味着每秒钟仅有 50 个可用的雨回波的独立取样( $\sigma_v$  值依赖于风切变、湍流以及降水最终的下降速度<sup>[111]</sup>,其值从对雪的 0.5m/s 变化到对雨的 1m/s,在对流风暴中,它能达到 5m/s)。

### 降雪의 散射

干的雪颗粒主要是冰晶、单晶或合晶,  $Z$  与降雪率  $r$  的关系与式(7.29)给出的雨的形式相同,但  $a$  和  $b$  的值有所不同,插入适当的  $|K|^2$  的值(典型值为 0.197),并且代入当雪变为水时(融化),以毫米为单位的地面上水的降雪率,那么对雨推导出的雷达方程,式(7.28)或式(7.31)就可以用于雪。

对雪的  $Z$ - $r$  关系进行的测量比雨要小,提出过以下两个表达式<sup>[112,113]</sup>

$$Z = 2000r^2 \quad (7.39)$$

$$Z = 1780r^{2.21} \quad (7.40)$$

也提出过一些其他的值,但它们似乎并没有被广泛地认同<sup>[114,115]</sup>。

雷达受雪和冰的影响比受雨的影响要小,因为冰的  $|K|^2$  比雨的要小,并且降雪率(等同的水含量)一般要小于降雨率。

### 水裹着的冰球的散射

在温度低于冰点的高度,湿气是以冰晶、雪或冰雹的形式出现的。随着冰冻颗粒落到较温暖的低的高度,它们开始融化并在变成雨之前先形成水裹着的冰,水裹着的冰或雪的雷达散射与同尺寸和形状的水滴的类似。因此,当冰粒开始变为水时,由于水裹着的冰反射比冰更多的能量,因此对很薄的一层水,复合颗粒的散射也几乎与全水颗粒相同,这种现象的一个效应是产生了所谓的“明亮带”。

轻度降雨的雷达观测表明在温度刚好高于  $0^\circ\text{C}$  时,有一条水平的亮带,可以在 RHI 显示器上看到这个现象(距离-高度指示器)。亮带的中心可能在  $0^\circ\text{C}$  等温线以下的 100~400m,亮带中心的回波一般比它上面的雪的回波强 12~15dB,并且比它下面的雨回波强 6~10dB<sup>[103]</sup>。

亮带是由雪落过结冰层的变化而引起的<sup>[104]</sup>。当雪开始融化时,它从散射较强的平的或针状颗粒变化为同样形状但表面出现水覆盖层,散射相对较强的颗粒。随着融化的进行,颗粒失去它们原先的形状,并且下降速度增加,这导致单位体积的颗粒数量下降,后向散射减小。

### 云和雾的散射

晴天的云彩(积云)中的大多数水滴直径不会超过  $100\mu\text{m}$  ( $1\mu\text{m}=10^{-6}\text{m}$ ),因而瑞利散射是适用的。由于云中水滴的直径比雷达波长要小,因此,晴天云彩产生的回波不必考虑。

在毫米波,有可能会得到较强的厚雾产生的回波。但在大多数频段,雾的回波可认为是无足轻重的。

### 降水中的衰减

当降水颗粒比雷达波长小时(瑞利区域),吸收引起的衰减是很小的,频率低于S波段时就是这种情况。由于在较长的波长,雨衰减通常很小且不太重要。相对简单的瑞利散射近似对预测穿越雨时的衰减的用途很有限,因此雨衰减的计算必须基于一个更准确的公式。该计算的结果与波长和降水率的关系示于图 7.19 中<sup>[104]</sup>。由大气中的冰颗粒产生的衰减,无论冰粒以冰雹、冰晶或雪的形式出现,都比同等降水率的雨产生的要小<sup>[116]</sup>。

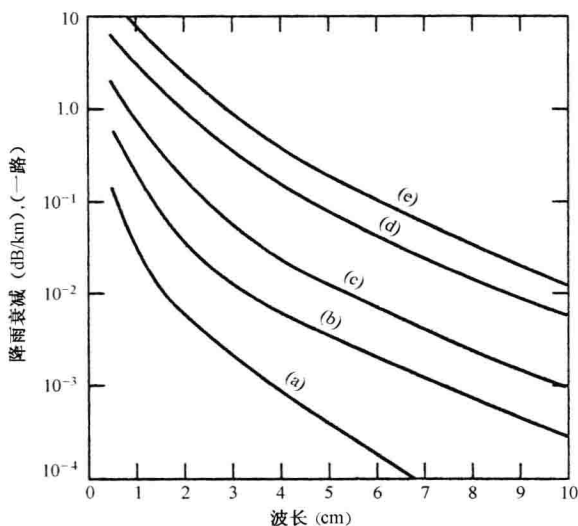


图 7.19 温度为 18°C 时的单程衰减 (a) 毛毛雨——0.25mm/h; (b) 小雨——1mm/h; (c) 中雨——4mm/h; (d) 大雨——16mm/h; (e) 暴雨——40mm/h。在华盛顿地区, 每年降雨率为 0.25mm/h 的时间超过 450h, 1mm/h 的时间年超过 200h, 4mm/h 每年超过 60h, 16mm/h 每年超过 8h, 40mm/h 每年超过 2.2h

### 天气雷达的影响

由于降水回波随  $f^4$  而变化, 这里  $f$  为频率, UHF 雷达(420~450MHz)很少受到天气影响的困扰。在 L 波段气象回波却是一个问题。通常, 需要某种方法来观测各种天气中的目标。在 S 波段, 如果不采取任何措施减小雨的影响, 雷达作用距离在中等的降雨下也会大大下降。在更高的频段, 雷达更会因降雨而性能下降(例如, X 波段机载气象回避雷达会因大雨而性能大大下降, 从而使雷达在大雨下无法观测到危险的气象目标)。

对空监视雷达的一个典型指标是当目标附近的降雨率为 4mm/h 时, 它能检测到目标。这被称为中雨, 在华盛顿市, 这种降雨率等于甚至超过大约 60h/yr<sup>[117]</sup>。正如已经提到的, 当频率低于 X 波段时, 除了降雨很大的情况, 衰减通常不是一个问题。

## 7.7 大气回波的其他来源

有时候, 雷达回波似乎是从不存在明显反射源的大气区域产生的。在了解这些回波的成

因之前,它们被称为仙波。现在,我们知道离散的或“点”仙波回波通常是由鸟或昆虫产生的。尽管来自一只鸟或昆虫的回波很小,但如果距离足够近,它仍能被雷达检测到。例如,一个能在 200nmi 的距离检测  $1\text{m}^2$  的雷达横截面积的目标的雷达能在大于 60nmi 的距离上检测到  $10^{-2}\text{m}^2$  的目标,而在 20nmi 的距离上检测到  $10^{-4}\text{m}^2$  的目标(一只大昆虫)。仙波也可能是由一大群飞鸟,尤其是在迁移的季节,或由大量昆虫造成的。

分散的仙波可能是因为大气中的不均匀性,例如清新空气中的对流单元以及其他湍流的大气效应引起的。由大气湍流产生的回波是很微弱的,仅能由大功率雷达或在近距离检测到。另一方面,来自鸟或昆虫的回波,数量上是相当大的,能在很大的雷达覆盖区看到。它们会给设计不当的检测飞机的雷达带来问题。用 VHF 或 UHF 频段工作,当昆虫和小鸟的雷达横截面积因为横截面积与频率的四次幂成正比,而位于瑞利散射区时昆虫的后向散射将减少,且在一定程度上小鸟的回波也降低。

对小鸟和昆虫散射特性的了解,对于理解它们对雷达性能的影响是相当重要的。另外,雷达被证明是研究昆虫(昆虫学)和鸟类(鸟类学)飞行特性的重要仪器,它可以获得用其他传感方法无法得到的信息。

鸟

表 7.4 给出了在三个频率、垂直极化时鸟的雷达横截面积,最大值出现在 S 波段。然而,很难精确说出鸟的雷达横截面积,因为回波的起伏很大,有时候最大值之间的差别大于两个量级<sup>[118]</sup>。

表 7.4 鸟的雷达横截面积<sup>[118]</sup>

鸟	频 段	雷达平均横截面积( $\text{cm}^2$ )	雷达横截面积中值( $\text{cm}^2$ )
白头翁	X	16	6.9
	S	25	12
	UHF	0.57	0.45
麻雀	X	1.6	0.8
	S	14	11
	UHF	0.02	0.02
鸽子	X	15	6.4
	S	80	32
	UHF	11	8.0

鸟对雷达的影响与整个鸟群总的横截面积有关,表 7.5 给出了对可能出现鸟回波的区域,区域中鸟的数量。它们的密度,个别的横截面积以及体积反射率  $\eta$ (或单位体积中雷达横截面积)的代表性估测值。 $\eta$  的值可以用于式(7.2)中来求出雷达方程的杂波横截面积  $\sigma_c$ ,这张表摘自 NASA, Wallop Island, VA 的 Charles Vaughn 在 IEEE 学报中发表的一篇优秀的评论文章(在 Vanghn 的论文中可以找到这些信息的参考源)。根据表 7.5,大多数鸟飞行于低于几百米的高度,但有时发现它们飞得也很高<sup>[120]</sup>。在大洋上,迁徙的陆地鸟的高度据称有 4000m 高<sup>[121]</sup>,鸟通常以 15~40kt 的速度飞行<sup>[122]</sup>,有些飞行速度能大于 50kt。不用特殊的设计,传统的微波 MTI 雷达无法将这么高的速度剔除。

表 7.5 对一些鸟的平均密度数高(对高度积分)的区域的代表性鸟数量值,大多数是在一个很广的地球区域上平均的。横截面积值适用的频率从 S 到 X 波段

鸟 的 类 型	影响区域(km <sup>2</sup> )	鸟 的 数 量	$n$ (鸟数/m <sup>3</sup> )	$\sigma$ (m <sup>2</sup> )	$\eta$ (cm <sup>-1</sup> )
栖息在较低的 Miss 山谷的山鸟(冬季)	10 <sup>5</sup>	10 <sup>8</sup>	10 <sup>-6(1)</sup>	5~50	10 <sup>-11</sup> ~10 <sup>-10</sup>
单个栖息的山鸟(冬季进食区)	10 <sup>3</sup> ~10 <sup>4</sup>	10 <sup>7</sup>	10 <sup>-6</sup> ~10 <sup>5(1)</sup>	5~50	10 <sup>-11</sup> ~10 <sup>-9</sup>
乌鸦、鸥鸟、鹅和鸭,海岸区、野生动植物避难所(冬季)	10 <sup>3</sup>	10 <sup>4</sup> ~10 <sup>6</sup>	10 <sup>-9</sup> ~10 <sup>-6(2)</sup>	10~500	10 <sup>-13</sup> ~10 <sup>-9</sup>
海鸥类飞鸟迁徙,加利福尼亚海岸	10 <sup>3</sup>	>10 <sup>6</sup>	10 <sup>-5(3)</sup>	50~500	10 <sup>-9</sup> ~10 <sup>-8</sup>
较大的海鸥类飞鸟(角嘴海雀),佐治亚海岸,非繁殖	10	10 <sup>5</sup>	10 <sup>-4(3)</sup>	50~500	10 <sup>-9</sup> ~10 <sup>-8</sup>
涉水鸟和海鸟(繁殖)美国湾海岸	10 <sup>5</sup>	10 <sup>6</sup>	10 <sup>-9(2)</sup>	50~500	10 <sup>-13</sup> ~10 <sup>-12</sup>
秋季夜行性迁徙的鸟,美国洛杉矶山脉东部	10 <sup>7</sup>	10 <sup>9</sup>	10 <sup>-7(4)</sup>	1~50	10 <sup>-13</sup> ~10 <sup>-12</sup>
秋季夜行性迁徙的鸟,美国东部的某个区域	>10 <sup>3</sup>	?	10 <sup>-6(4)</sup>	1~50	10 <sup>-12</sup> ~10 <sup>-10</sup>
群体繁殖的红嘴奎利亚雀,半贫瘠的非洲大草原	2	>10 <sup>7</sup>	10 <sup>-2(1)</sup>	5~50	10 <sup>-7</sup> ~10 <sup>-6</sup>
红嘴奎利亚雀,半贫瘠的非洲大草原	10 <sup>9</sup>	10 <sup>9</sup> ~10 <sup>11</sup>	10 <sup>-9</sup> ~10 <sup>-1(1)</sup>	5~50	10 <sup>-14</sup> ~10 <sup>-11</sup>

(1)10%在地面上空 100m 内;(2)50%在地面上空 200m 内;(3)50%在海面上空 200m 内;(4)50%在 500m 的间隔内;

(5)本信息的原始资料可以从 Vaughn<sup>[119]</sup>的文献中找到,本表即取自该文(IEEE 版权所有 1985)。

鸟的雷达回波呈现出由鸟翅膀的上下扇动造成的周期性的调制。翅膀扇动引起 10dB 的雷达横截面积起伏是很平常的。有时候会发现单只被跟踪鸟在翅膀扇动率上的横截面积起伏为 30~40dB<sup>[119]</sup>,翅膀扇动的频率可以从几 Hz 到 10~20Hz。翅膀调制的非正弦特性会产生相当高的谐波的频谱。翅膀振动频率的一个估计由  $fL^{0.827}=572$  给出,这里  $f$  是以 Hz 为单位的翅膀振动频率, $L$  是以 mm 为单位的鸟翅膀的长度<sup>[123]</sup>。据称翅膀振动调制的频谱分量是相当稳定的,适于辨别<sup>[124]</sup>。

William 和 Williams<sup>[121]</sup>声称对海上鸟的大多数雷达观测是在 100m 以上高度的笔直的航迹,并且是在陆地鸟在附近大陆上空迁徙的高峰季节观测到的。迁徙的陆地鸟和海鸟在海洋上一波又一波地大量移动,其延伸范围可以到几千公里宽,几百公里深。据说,海洋上雷达回波的最大密度比用类似雷达在陆地上检测的要小许多。William 和 Williams 还报道雷达经常在几天内检测不到海洋上的鸟回波,接着突然显示器上充满了小的回波。它们都以相同的速度向相同的方向移动。观测到的海鸟通常位于接近海面的区域,沿着弯曲的路径移动,这与迁徙的陆地鸟以典型的大量平行的路径移动不同。陆地鸟不能在海上觅食或休息,因此必须不停地飞行。海鸟是在海上觅食的,并利用动态气流盘旋于海上。

有报道介绍位于加拿大北部和阿拉斯加的远程预警线中使用的空中监视雷达对鸟杂波的预测统计,在这个区域内的鸟相对较大,在 L 波段具有约 0.02m<sup>2</sup> 的平均雷达横截面积,在 UHF 为 0.05m<sup>2</sup>,一个迁徙的鸟群也许包含 25~100 只鸟,但有时有 1000 只那么多。Elder 鸟,一种普通的北方鸟,这种鸟群的雷达横截面积超过 0.1m<sup>2</sup> 的概率为 90%,而其横截面积大于 1.0m<sup>2</sup> 的概率为 50%。例如,在阿拉斯加北部,从 7 月到 9 月,大约有 150 万只大鸟像鸭子、天鹅和鹅会穿越整个远程预警线的长度迁徙。据估计,在迁徙季节的高峰,能够在一个特定雷达屏幕上观测到的沿预警线不同位置上的鸟的最大数量可以从 800 只到 30 000 只。

有时候如果雷达操作手没有意识到鸟产生的影响会像移动的杂波回波一样,那么鸟或昆虫就会使雷达性能大大下降,需要在所有条件下都可靠工作的雷达要考虑来自鸟和昆虫的杂

波。大多数民用空中交通管制、防空雷达采用灵敏度时间控制(在本章的后面会介绍)来降低近距离时的接收机增益以降低来自附近的鸟和昆虫的杂波。由于军用雷达感兴趣的目标横截面积也很小,军用防空雷达不能通过灵敏度时间控制的方法降低增益以避免小横截面积的鸟类和昆虫。在迁徙的季节,鸟回波能延伸到很大的范围,对那些没有意识到发生了什么的人造成严重问题。除了迁徙的季节, Vaughn<sup>[19]</sup>指出在繁殖地、夜栖地、迁移前的栖息地,以及集中的喂食区都会发生大量鸟类聚集的现象。

Vaughn 将鸟对雷达的影响总结如下。

“从春季到秋季,在世界上的大多数区域,陆地的 1~2km 高的大气中通常充斥着大量的鸟类和昆虫,尤其是在夜晚。有些迁徙的鸟类经常飞行在 4km 的高度,离最近的陆地距离也有 1000km 以上,从地面到 2km 的高度,  $10^{-7} \sim 10^{-6}$  密度的鸟是很平常的。在社交聚集地,白天会遇到  $10^{-5} \text{m}^{-3}$  的鸟,当雷达分辨单元为  $10^6 \sim 10^7 \text{m}^3$  时(许多雷达在 20km 之内都是这种情况),在相当多的这种分辨单元中至少会有一只鸟。单只鸟通常具有从  $10^0 \sim 10^2 \text{cm}^2$  的平均  $\sigma$  (雷达横截面积),而迁移的鸟群,它们通常出现在白天,其  $\sigma$  的平均值大于  $10^4 \text{cm}^2$ 。”

### 昆虫

尽管昆虫体积很小,但它们也能被雷达检测出来。尤其是在近距离上,当数量充分时,昆虫会乱堆在显示器上并影响对有用目标的测量。据称,空中昆虫的密度比鸟的密度大许多个量级。

图 7.20 是昆虫在 X 波段雷达的横截面积与它们质量的关系的近似曲线。这个曲线是从 E. F. Knott<sup>[126]</sup>得到的,他又是以 J. R. Riley 给出的一个对昆虫横截面积更完整的介绍为依据的。读者可以参考 Riley 的论文来了解组成这张图的昆虫的完整清单。Riley 指出这些数据表明“昆虫的雷达横截面积可以很近似地用具有同样质量的球状水滴来表示,并且这个表示在 10000 : 1 的质量范围内都是正确的”。由于昆虫的横截面积与姿态是相关的,因此这仅仅是一个近似的表示。昆虫在侧视向的回波比从尾部观测的要大  $10 \sim 1000$  倍<sup>[128]</sup>。昆虫通常随风飞行,由于与姿态有关,当雷达顺风或逆风观测时,一群昆虫的雷达回波比垂直风向观测时要小许多。因此,在 PPI 显示器上大面积昆虫的形态在各角度是不一致的,倒很像数字 8(数字 8 的方向代表了风的大致方向,有  $180^\circ$  的模糊),昆虫的翅膀振动也被观察到,会在雷达回波上产生一种独特的调制。也有这样一种说法<sup>[128]</sup>,“雄性与雌性蚱蜢和蝗虫通常体积及翅膀振动频率上相差很大,因此在适合的环境下可能区分出它们的性别。”

肉眼很难察觉的昆虫聚集会产生雷达回波。昆虫回波多半在接近黎明时出现在较低的高度上,大多数昆虫不会在低于  $40^\circ\text{F}(4.5^\circ\text{C})$  或高于  $90^\circ\text{F}(32^\circ\text{C})$  的温度上飞行。因此在这个温度范围之外不太可能出现大量聚集的昆虫的回波,正如对鸟杂波的处理一样,灵敏度时间控制可以降低昆虫杂波的负面影响。

Vaughn<sup>[119]</sup>总结了他关于昆虫的讨论如下。

“昆虫密度很容易超过  $10^{-5} \sim 10^{-4} \text{m}^{-3}$ ,而当风场聚合将它们聚到一起时,经常遇到  $10^{-3} \sim 10^{-3} \text{m}^{-3}$  的昆虫,最高密度是非常局部的,典型的聚集区一般小于  $100 \text{km}^2$ 。昆虫同时也会显示许多大气边缘层的特性,从而使气象雷达学家对数据的解法更加复杂。当波长小于  $3 \sim 5 \text{cm}$  时,在风聚集区,产生  $10^{-8} \text{cm}^{-1}$  的昆虫体积反射率是很自然的,而  $10^{-11} \sim 10^{-10} \text{cm}^{-1}$  的反射率一般会在其他情况下出现。

表 7.6 是 Vaughn 从许多数据来源中搜集的某些有关的密度数据,他的论文给出了表中的数据参考文献。

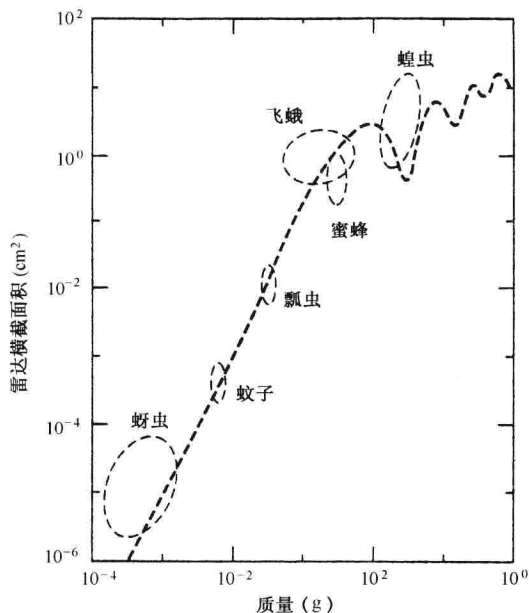


图 7.20 昆虫的测量的雷达横截面积与昆虫质量的函数关系,由 E Knott<sup>[126]</sup> 根据 J. Riley<sup>[127]</sup> 文件中的数据给出,虚线是计算得到的球形水滴的横截面积,用于比较

表 7.6 Vaughn<sup>[119]</sup> 根据 R. Rainey 和 C. G. Johnson 数据总结出的昆虫密度数据,表中的高度数据是采样时的高度,横截面积是 X 波段的横截面积

样 本	高度(m)	昆虫数(m <sup>-3</sup> )	$\sigma$ (cm <sup>2</sup> )	$\eta$ (cm <sup>-1</sup> )
中等大小的蝴蝶(perids),大量迁徙	地表	10 <sup>-2</sup>	10 <sup>-2</sup> ~10 <sup>0</sup>	10 <sup>-10</sup> ~10 <sup>-8</sup>
成年大蚜虫的迁徙	地表	10 <sup>0</sup>	10 <sup>-3</sup> ~10 <sup>-2</sup>	10 <sup>-9</sup> ~10 <sup>-8</sup>
夜蛾类	地表	10 <sup>-2</sup>	10 <sup>-1</sup> ~10 <sup>0</sup>	10 <sup>-9</sup> ~10 <sup>-8</sup>
一小时内的所有昆虫	地表	10 <sup>1</sup>	10 <sup>-3</sup> ~10 <sup>-1</sup>	10 <sup>-8</sup> ~10 <sup>-6</sup>
成群结队分层的沙漠蝗虫	接近地表	10 <sup>0</sup>	10 <sup>-3</sup> ~10 <sup>-1</sup>	10 <sup>-8</sup> ~10 <sup>-6</sup>
热带锋途中吸入的昆虫,非洲	15	10 <sup>-2</sup>	10 <sup>-3</sup> ~10 <sup>0</sup>	10 <sup>-11</sup> ~10 <sup>-5</sup>
飞机穿越热带锋	300	10 <sup>-3</sup>	10 <sup>-3</sup> ~10 <sup>0</sup>	10 <sup>-11</sup> ~10 <sup>-5</sup>
横贯 50km 的平均值,大多是 <i>Aiolopus simulatrix</i>	450	10 <sup>-3</sup>	10 <sup>-2</sup> ~10 <sup>0</sup>	10 <sup>-11</sup> ~10 <sup>-9</sup>
12h 内平均的 <i>Spodoptera exempta</i>	2	10 <sup>-2</sup>	10 <sup>-2</sup> ~10 <sup>-0</sup>	10 <sup>-10</sup> ~10 <sup>-8</sup>

(IEEE 版权所有,1985)

### 纯净空气扰动

从纯净的空气(没有鸟、昆虫、云、灰尘或降雨)来的雷达回波是由扰动产生的大气折射指数不均匀引起的<sup>[129,130]</sup>(折射指数是介电常数的平方根)。大气的折射指数是水蒸气(湿度)、温度和压力的函数。在微波频率,水蒸气的不均匀性通常比温度或压力的不均匀性更加重要。在雷达横截面积方面,纯净空气扰动产生的反射很小,仅能被很大的雷达或在近距离检测到。

可以认为大气扰动无处不在,但它的强度在空间和时间上变化很大。只有当扰动聚集成比周围密度高或低的区域(从而产生对比,可以被检测到),才能变为令人感兴趣的电磁散射物,仅有两种大气扰动现象会产生纯净空气回波。其一是对流单元或卷流,它会出现于大气较低的部分。大气对流单元,也被称为热气流,是鸟类和滑翔机上升的动因。另一个扰动现象是

大气水平层,它可以出现在任何高度,是飞机在较高的高度上碰到的扰动效应。对雷达而言,大气层一般比对流单元影响要弱。

均匀的各向同性的扰动的散射理论首先是由 Tatarskii 提出的<sup>[131]</sup>,一个均匀扰动介质的雷达反射率(单位体积横截面积)由下式给出

$$\eta = 0.38 C_n^2 \lambda^{-1/3} \quad (7.41a)$$

式中,  $C_n^2$  是结构常量(折射指数起伏强度的度量),  $\lambda$  是雷达波长。在几百米高度,  $C_n^2$  的值介于  $10^{-9} \sim 10^{-11} \text{ m}^{-2/3}$  之间。这对应于 S 波段( $\lambda=10\text{cm}$ )  $0.8 \times 10^{-9}$  到  $0.8 \times 10^{-11} \text{ m}^{-1}$  的体积反射率。与图 7.18 中雨的体积反射率相比,可以看出这是相当低的。 $C_n^2$  的值是变化的,会随着高度的增加而下降,在 10cm 的高度,它的值约为  $10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ ,用波束宽度为  $1^\circ$ 、脉冲宽度为  $1\mu\text{s}$  的 S 波段雷达观测  $\eta=10^{-9}$  (很高的值)的扰动介质,可以发现雷达横截面积在 10km 时约为  $3 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ ,因此即使对大的  $C_n^2$  值,纯净空气的扰动回波不会困扰大多数雷达。

多普勒气象雷达,如 Nexrad<sup>[133]</sup> 和终端多普勒气象雷达<sup>[134]</sup>,被用于检测风切变,包括由危险的微风暴或下降风暴<sup>①</sup>引起的风切变,下降风暴引起的风切变在飞机起飞和着陆时是非常危险的。有时认为这些雷达检测的是纯净空气的风切变,但大气风切变通常是从风吹的雨的雷达回波推断出来的,而不是由纯净空气扰动推论的。当没有雨而出现下降风暴时,被风吹的灰尘和昆虫产生的回波,可用来检测到风切变。

#### 其他“仙波”

有报道说,当眼看不见的大海微波吹向海岸时,雷达可以检测到它<sup>[103]</sup>,曾经报道过来自附近森林大火、垃圾产生的火和油田的火产生的回波<sup>[135,136]</sup>。这些火产生的烟的反射率太小,无法用它来解释这些回波现象。这些回波可能是由被抬到火上空中的大量的大颗粒和碎片或由火的高温引起的大气扰动造成的。

另一个可被雷达检测到的纯净空气中回波的例子是从地下油田和天然气田中产生的气体渗出物<sup>[137,138]</sup>。虽然这些回波很微弱,并且这种用途的雷达都很小(一种改装的民用海用雷达),但观测是在短距离上进行的(500~1000 英尺)。这种雷达技术商业上多次用于石油和天然气勘探。据推测,这种雷达实际上是检测包括渗漏的端流的水蒸汽。

有时能在 PPI 显示器上观测到圆环回波,或环状仙波<sup>[139]</sup>。它们从一点开始,形成一个迅速扩展的环,当一个环成长到几英里的直径时,第二个环又形成了,其他的环也依次形成。它们扩张的速度一般为 20~30kt,并可以达到 30km 或更大的直径,有时它们的形状与在水中丢一块石头引起的向外运动的水波纹类似。这些环状回波与鸟类有关,如在太阳升起时飞离它们的栖息地的八哥鸟。

## 7.8 杂波中目标的检测

第 2 章和第 5 章讨论了在雷达灵敏度受接收机噪声限制时,雷达的目标检测。当杂波大于接收机噪声时,必须采用不同的雷达设计方法来检测目标。本节讨论在出现无用杂波回波时,进行目标检测的各种技术。

① 雷达气象中的风切变指的是风速在距离、高度或方位(或直角坐标系中的  $x, y, z$ )上的局部变化。根据芝加哥大学的 Theodor Fujita 的说法,下降风暴是一种向下吹的强风,它引起地面上或靠近地面的毁灭性的风的暴发。



没有一种方法能够在不同类型杂波下都能很好地进行目标检测,雷达设计师可用的主要技术可以简短总结如下。

- MTI 中的多普勒频移和脉冲多普勒雷达是将动目标从固定目标中分离出来的强有力的方法。

- 距离和/或角度上的高分辨率减少了与目标抗衡的杂波数量,从而提高了信杂比。

- 一般地,对许多杂波类型,较低的雷达频率会产生较小的回波功率(电离的介质,如流星尾迹和极光是一个特例)。

- 采用极化辨别能够提高某些杂波类型,如雨的目标杂波比。

- 通过在不同的时间或用不同的频率观测目标和杂波进行杂波-回波去相关,对改善目标可检测度具有有限的潜力。

- 还有一些技术可以避免接收机因大的杂波回波而饱和,它虽然未能改善目标杂波比,但它对好的雷达性能也是至关重要的。

#### 多普勒频移(目标径向速度)

回波信号的多普勒频移广泛地用于将动目标回波信号从大的无用的固定杂波信号分离出来。即使杂波比信号大多个数量级,多普勒滤波也可以将运动目标回波与固定杂波的回波分离。这就是动目标指示雷达(MTI),脉冲多普勒雷达,以及 CW 雷达(第3章)的基础。尽管有某些局限性,但多普勒滤波工作良好,它比其他任何技术都能更好地抑制杂波回波。

由于雷达的地面回波比海回波大许多,在陆地上比在海上更需要用多普勒滤波检测飞机。在没有波道传输或山地地形的情况下,当雷达在地面上或靠近地面时,杂波一般不会超过几十英里。然而,机载雷达在下视时能够看到大面积的地或海杂波,并且它能比地面或船载雷达看到相对更远距离的杂波。当运用多普勒滤波在雨中检测运动目标时,由于雨本身是在运动的,因此多普勒处理器的设计应与固定杂波的滤波器不同,3.6节中描述的 MTD 雷达是如何在运动的雨杂波下检测飞机的例子。

#### 高分辨率

雷达分辨单元越小,与信号抗争的杂波回波就越少。小分辨单元的好处已由在表面杂波下[式(7.8)]和雨中[式(7.37)]检测目标的雷达方程指出,因此,短脉冲(或等效的脉冲压缩)及窄波束宽度天线能够减少目标回波信号抗争的杂波量。高分辨率通常是令人青睐的检测舰船的方法。

对大分辨单元,杂波统计可用瑞利概率密度函数(pdf)来描述,然而,对小的分辨率单元,海杂波不再是瑞利的,会产生比瑞利杂波预测的更高的值。其后果是,如果杂波是非瑞利的,而接收机的设计是以瑞利统计为基础的,那么在检测小目标时,会出现严重的虚警。提高检测门限能够减少非瑞利杂波的虚警,但它也会降低检测概率,因此需要其他的方法。

基于经典检测理论的接收机设计,需要知道杂波统计特性。当最佳检波器不可实现时,设计 CFAR(第5.7节)时也需要了解杂波统计特性。不幸的是,海杂波统计是变化的,并且当统计不是瑞利时,有可能无法确定单种杂波统计特性。

即使杂波统计不是瑞利的,高分辨率也是提高信杂比的一个好方法。当目标是固定时(无多普勒频移),它是提高目标杂波比的少数几个可用的方法之一。

为了使用杂波雷达方程[式(7.8)和式(7.37)],杂波回波应比接收机噪声大。如果这个条件不满足,也不一定是件坏事。因为它意味着雷达检测将受噪声的制约,而不是受杂

波的限制——这是我们希望的情况,必须注意的是考虑杂波下信号检测时不能无限地减小分辨率单元。当分辨单元足够小时,雷达变成受噪声限制的雷达,因此不需要进一步减小分辨单元尺寸了。

**高分辨率杂波和检波器设计** 在海岸杂波情况下,当波束宽度小于1度,脉冲宽度小于 $1\mu\text{s}$ 时,可能出现非瑞利杂波(如本章前面讨论的海尖峰);当脉冲宽度为几个纳秒时,非瑞利海杂波尤其显著,尝试了许多方法来建立高分辨率海杂波统计模型,但未能完全成功,瑞利pdf通常低估了真实海杂波取值。另一方面,对数-正态pdf又易于过高估值范围。因而提出了其他几种位于两个极端pdf之间的pdf表达式来建立海杂波统计模型,其中的几个已在7.5节中提到。

任何特定的概率密度函数都可以适合某些特定的数据组,但似乎并不存在一个单一的概率密度函数表达式,可以适合所有观测到的数据并与环境参数相关。因此,当海杂波占主导地位时,用传统方法设计一个检波器是不实际的(经典方式是指以背景杂波和目标信号的统计和相关特性为根据来设计最佳检测器)。

Billingsley<sup>[140]</sup>说过,根据在低下俯角对各种不同类型的杂波的测量,“测得的幅度分布几乎从来没有通过对韦布尔对数正态或其他理论分布的严格的统计假设测试”。因此,将实验数据与任意统计模型拟合来描述杂波以帮助雷达设计未能成功。

当杂波不能用一个特定的pdf描述时,经常考虑鲁棒检测和自由分布检测;当杂波(或噪声)统计可以由一组pdf或许多不同等级的pdf描述时,鲁棒检测器工作是令人满意的。它对任一种pdf不一定是最佳的,自由分布检测器尽量少地对杂波或噪声的统计分布做假设<sup>[141]</sup>。在对杂波的统计特性作很弱的假设条件下,认为它的虚警概率是一个常量。自由分布检测器在实践中使用并不多,因为它们不太容易实现,并且可检测性的损失比希望的要大。有时,非参量检测器一词会与自由分布检测器一词交替使用。

中值检测器和 $m/n$ 检测器(5.6节)是鲁棒检测器的两个实例,它们被考虑用于检测高分辨率海杂波下的目标。中值检测器是指它的检测决策是以一个接收到的 $n$ 个脉冲的中值<sup>①</sup>为依据的检测器,Trunk和George<sup>[142]</sup>指出中值检测器在非瑞利杂波环境下比传统接收机(它可被称为平均值检测器)的性能要好。中值检测器的门限值和检测概率与杂波pdf的具体形状无关,仅与它的中值有关,因此是鲁棒的。如果恰好 $n$ 个被接收的脉冲中一个脉冲很大,那么它会对平均值产生显著影响;但它对中值的影响比一个仅比中值稍大一点的脉冲则不会大多少。Trunk<sup>[143]</sup>指出,对非瑞利杂波,切边均值检测器比中值检测器更好。如果有 $n$ 个脉冲可以用于检测决策,切边的均值检测器在求出均值电平进行检测决策之前,去掉 $n$ 个脉冲中的最大值和最小值。虽然这种检测器的性能很吸引人,但由于必须对 $n$ 个脉冲排序求出最大值和最小值。因此切边均值在实践中很难实施。

根据Schleher<sup>[144,145]</sup>,当杂波可以用Weibull pdf表述时,中值检测器比 $m/n$ 检测器和对数检测器都要差, $m/n$ 检测器中的 $m$ 的最佳值与pdf的特性有关,当最佳 $m$ 与非瑞利杂波一起使用时,Scheher指出 $m/n$ 检测器比其他的检测准则要好。

对数检测器的输出电压幅度与输入包络的对数成正比。当杂波可以用瑞利pdf(见本节后面将对数-FTc的讨论)描述时,对数特性可提供提供一个恒定的虚警率(CFAR)。非瑞利杂波

① 中值是概率分布的一个中间值,有相等数量的值大于或小于它。

下对数检测器的性能与  $m/n$  检测器几乎一样好,并且可能更容易实施<sup>[145]</sup>。它的一种变形是对数-对数检测器,这种检测器有时对在非瑞利杂波下降虚警率是有用的。在一种实施中,它是一部对数接收机,其对数特性的斜率在噪声电平到 +80dB 的<sup>[146,147]</sup> 范围内逐步下降 2~1 倍,在对数-对数检测器中较高的杂波值 2 比 1(分布的拖尾)会被更大地压缩。

**地杂波间可见度** 当用高分辨率雷达低掠射角观测地杂波时,地杂波是块状的。这对雷达检测是有益的,大杂波块被无杂波或杂波很少的区域分开。典型的杂波块大小为一边有几公里长,Billingsley<sup>[140]</sup> 指出杂波的大块通道会占据可分辨杂波的分单元的一半。然而,对仅有独立的离散杂波回波出现的平坦地形,有杂波单元的百分比低于 25%。对较高的雷达阵地和/或陡峭的地形,“在这种地形中存在相对全面的照射,百分比能达到 100%”,杂波间可见度是山丘或较高的平地遮挡形成无杂波回波的阴影区域的结果。尽管飞机目标在大杂波块内是无法检测到的,但在杂波较低或无杂波的区域就能够被检测到<sup>[148]</sup>。据说在地面上较低的掠射角时,用小于 1 度的波束宽度和小于  $1\mu\text{s}$  的脉冲宽度,可以得到期待的杂波间可见度。

**天气** 一般认为减小雷达波束宽度和/或脉冲宽度对降低目标要抗争的气象杂波是有益的。然而,关于运用高分辨率雷达时雨的特性的信息是很少的。用高分辨率雷达观测时,大多数形式的雨是不均匀的。为了雷达检测,通常假设是均匀的。减小雷达分辨单元尺寸对改善信杂比是众所接受的技术,但设计者必须认识到小的分辨率单元尺寸会使杂波统计变为非瑞利的,从而增加虚警概率。

**用高分辨率波形时的目标分裂** 在某些情况下,距离分辨率单元可以比目标尺寸还要小,从而导致目标回波的“分裂”。这意味着目标的每一个被分辨开的区域的横截面积,比用低分辨率雷达观测到的总的横截面积要小。由于目标分裂,不一定会造成可检测性的严重下降,用高分辨率降低杂波依然是一个好的策略。

如果用高雷达分辨率观测到的目标不同部分的回波都适当地显示给雷达操作手,甚至只知道是一个分布的目标,操作手知道目标总的形状,那么可检测性损失就很少。操作手看来能够提供一种非相关积累形式。即使雷达操作手的识别能力未被利用,但由于许多目标倾向于由一个或几个大的散射物,以及许多小散射物组成,这用高分辨率检测时可检测性的下降也是微小的<sup>[151]</sup>。最大分辨单元和周围单元的回波仍然会有大的值,可以进行适当的检测。

Hughes<sup>[152]</sup> 研究了当雷达分辨率小于目标尺寸时的检测方法。为了讨论方便,他假设距离单元为 10ns(5ft),并考查一个 100ns 的窗口,分布的目标完全处于 100ns 的窗口中,杂波是均匀的并可以用高斯分布表示。在一个方法中,对每个分辨单元都做一次门限判决,且在 100ns 窗口内任何门限超越都宣布为一次检测,这与  $m=1$  时的  $m/n$  检测器类似。另一种方法称为积累检测器,它积累 10 个单元,并且每 100ns 进行一次检测判决。作为判断这两种方法的参考案例,Hughes 采用了 100ns 距离单元,每 100ns 进行一次检测判决。这个参考案例比两种方法中的任何一种都要差许多。Hugh 得出结论说,这个方法的更好方法依赖于设计者能够获得的目标特性的先验知识。如果 2/3 的或更多的目标回波来自一个“亮点”,或独立的散射物,那么  $m/n$  检测器会更好。他指出,如果知道目标的详细信息,那么就可以选择正确的方法。缺乏这些知识或当需要检测许多不同的目标时,第二种方法—检测前先积累一会更好。

### 频率

来自雨、海洋(水平极化),以及(在某种程度上)大地的雷达回波,随频率的下降而下降。虽然这有利于较低的频率,但在较低的频率更难得到窄波束宽度和高距离分辨率。因此,在低频减少杂波所带来的好处,会部分被由频率低产生的较差的分辨率抵消。

**雨** 在雨中进行目标检测的雷达方程(7.37)表明对于恒定增益天线,作用距离随波长平方而变化(然而对于具有恒定有效口径的天线,距离直接与波长成正比),用低频对减少雨杂波有很大的益处。例如,UHF或更低频率的雷达性能不太可能因降雨而下降。不幸的是,正如以上所指出的,在某些应用中由于其他不利因素的限制,如宽波束宽度、窄的频带、拥挤的频谱、外部噪声,以及较差的低高度覆盖,不太可能总使雷达工作于很低的频率。

L波段或更高频率的雷达很可能受到雨杂波的影响。如果未采取纠正措施,有些更高频率的雷达在雨中可以变得没有用处。

**海洋** 图 7.13 示出的海杂波  $\sigma^0$  与掠射角的关系曲线表明,在低掠射角和水平极化条件下,在其他条件保持相同的情况下频率越低,来自海上的回波就越低。然而,对于频率应低到什么程度有一些保留意见。频率越低,就更难在低的角度辐射雷达能量。这一点在 8.2 节中有解释,它表明最低干扰瓣的仰角角度为  $\lambda/4h_a$ 。这里  $\lambda$  为波长,  $h_a$  为水面上的天线高度,如果关注的目标是一艘小船、浮标、潜水艇潜望镜、游泳者或低空(掠海)导弹,虽然海杂波可能大一些,但仍倾向于用较高的微波频率。

尽管有较大的海杂波,在某些海上应用中仍倾向于较高频率的另一个原因,是能获得较远的距离和更好的角度分辨率。除能提供较小的杂波外,在某些特殊的应用中也需要能在较高频率上得到高分辨率。其中的一个例子是 X 和 S 波段用的民用船载雷达。当 X 和 S 波段的雷达同时在一艘船上工作时,除在有雨的恶劣天气外,雨杂波使更高频率的雷达性能下降得比 S 波段要大。舰船一般是依赖于更高频率的雷达(X 波段)的。在选择雷达对特殊应用情况的最佳频率时,低频率时海杂波较少只是几个需要考虑的因素之一。

**地面** 虽然在图 7.10 中示出了高掠射角的地杂波随频率的下降而下降,但与频率的关系通常并不是雷达设计中需要考虑的一个主要因素。在较低的掠射角,图 7.5 和第 7.3 节的讨论表明,对任何特殊的地形,也许杂波随频率会有显著的变化,但得到的对各种地形的杂波平均值基本上是与频率无关的(除了城市区域)。

### 极化

**雨** 在微波对空警戒雷达中,经常用圆极化来减少气象杂波。由于采用圆极化时,飞机(一个不对称散射物)的回波与雨滴(一个圆形对称散射物)的回波不同,因此可以将雨中的目标区分出来。散射特性的不同可以用来提高目标回波并抑制雨杂波。

入射到圆形散射物上的圆极化入射波将以相反旋向(当以传输方向观测时)的圆极化波的形式被反射,并且将被原来辐射的它的同一部天线抑制。另一方面,当圆极化波入射到一个不对称目标,如在飞机上时,实验发现反射的能量基本是在两个极化旋转方向上平均分配的<sup>[153]</sup>。两种圆极化旋向是:(1)右旋圆极化,当从传播方向观测时,电场沿顺时针方向旋转;(2)左旋圆极化,电场沿逆时针方向旋转。由于反射的一半能量与发射的圆极化旋向相同,因此被原先它的天线所接收,球形雨滴的圆极化回波是相反的极化方向(当从它的传播方向观测时),将被天线所抑制;但飞机却有相当多的能被天线接收的极化的反射能量,这样就提高了目标杂波比。

雨滴很少是完全球形的。尤其是在它们很大的时候,当它们的半径大于 1mm 时,它们偏离球状,这时形状更像一个具有平坦基底的扁球体(一个汉堡包)<sup>[154,155]</sup>。这种特殊的雨滴形状与广告画家或卡通画家通常描绘的完全不同,它是由雨滴下降时的空气动力造成的<sup>[156]</sup>。它偏离球形越大,越小的能量会被抑制,因此圆极化能够对消的雨能量多少受到限制,并且随着雨变重,它能提供的对消越少。

除了雨滴的非球形形状,用圆极化对消雨回波的能力还受到一些实际上的考虑的限制,很难设计一种纯极化天线,使它完全不接收正交极化的能量。用一个设计和维护得好的天线,正交极化信号的对消可被限制到约 40dB,这已是一个很好的值<sup>[157]</sup>。大多数天线都没有这么好,并且由于周围环境的去极化效应,它们的性能可能会更差。当传播穿过位于雷达和目标之间的雨带时,也会引入去极化。水平和垂直极化从地面反射时不同的反射系数,也会在表面出现多路径反射时,改变信号的极化。在某些情况下,据说这种因素会限制雨杂波的对消,水面上到 13dB<sup>[158]</sup>,荒漠中到 34dB<sup>[159]</sup>。

使圆极化变成椭圆的各种去极化形式说明,如果采用最佳椭圆极化形式而不是圆极化,可以获得更好的雨杂波对消。用最佳椭圆极化,对大雨中的某些区域对消可以提高 12dB<sup>[160]</sup>。但是对某个特定雨区的最佳极化,对雨的其他区域也许不是最佳的,可能会比用圆极化得到的对消还要差。最佳极化与传输的距离和雨的特性都有关。因此,接收时的极化必须是自适应的,能随距离(时间)而变化,Nathanson 提出用自适应极化<sup>[161]</sup>对消,可以改善 6~9dB。但是,自适应极化不容易成功地实施。

飞机在圆极化时的雷达横截面积一般比线性极化时要小。正如以上所述,实验测量结果表明,当用一种圆极化旋向照射飞机时,统计上,回波能量在右旋和左旋圆极化是基本平均分配的。然而,其他的实验表明对飞机的圆极化回波比线性极化回波小约 5dB,对导弹和卫星就更小了<sup>[162]</sup>。

圆极化的一种取代方式用线性极化发射(水平或垂直),但用正交线性极化接收,球形散射物不会在正交线性极化上产生回波,但不对称散射物会产生正交分量,曾经提出交叉线性极化能比传统的圆极化更好地抑制雨杂波。然而某些测量表明,飞机反射的正交的线性极化分量,比发射的线性极化同样的反射分量低 7dB<sup>[164]</sup>。

尽管降雨时,经常在监视雷达中采用圆极化,但在较高的微波频率,当雨回波是一个问题时,对大雨的对消约为 15dB 或更低。在伴有雷暴的大雨时,对消仅为 5dB<sup>[161]</sup>。如果雨中目标检测是十分重要的,那么仅仅圆极化是不够的,为动杂波设计的 MTI 将获得更大的杂波抑制,将频率降低 1/2 或采用 13 位 Barker 码的脉冲压缩波形,在大雨时能得到用圆极化时相同的对消。

**海洋** 在海上,当海情为低级或中级时,水平极化比垂直极化能得到更小的海杂波,如图 7.13 所示。海上工作的大多数雷达采用水平极化。如果一个目标,如油膜或游泳者的头躺在海面上,尽管垂直极化比水平极化的海杂波大,仍倾向于用垂直极化。低角度时垂直极化海杂波大的原因与水面目标垂直极化回波能量大的原因是相同的:即由于垂直极化反射系数(第 8.2 节)的性能,用垂直极化比水平极化,目标被照射的能量要多。

**地面** 在 7.3 节中已经提到在低掠射角观测时,地杂波对垂直极化和水平极化没有太大差别。虽然有迹象表明水平极化比垂直极化产生的杂波回波要低,但这个差别并不足以影响地面雷达应用中的极化选择。

#### 时间去相关

与接收机噪声不同,杂波回波在脉冲间是相关的,并且有时各次扫描间也是相关的。在海



上检测小目标的快速天线扫描技术,在块状的地面或海杂波中检测动目标的时间压缩技术是利用杂波相关特性的检测技术的几个例子。

**天线扫描速率(海杂波)** 正如本章前面所提到的,当杂波是固定的(不运动)时,通过脉冲积累没有好处。大海始终在变化,但在一个很短的时间内,其变化并不足以让雷达回波在脉冲间去相关。对一个中等分辨率的 X 波段雷达,当它以低掠射角观测海面时,海杂波去相关所需要的时间约为  $10\text{ms}$ <sup>[165]</sup>。在这个时间段内接收到的任何多个脉冲都是相关的,脉冲积累不会改善信杂比。然而,海平面在下次扫描时经常都会发生变化,因此海杂波在各扫描间是去相关的。为了利用海杂波扫描间的去相关特性,可提高天线旋转率。J. Croney 首先用民用海船载雷达证明了这一点<sup>[166]</sup>。

例如,考虑一个  $1.2^\circ$  波束宽度,脉冲重复频率为  $6000\text{Hz}$ ,天线旋转速度为  $20\text{rpm}$  的民用船载雷达,波束扫过一个目标需  $10\text{ms}$ 。在这  $10\text{ms}$  内有 60 个脉冲。由于这 60 个脉冲出现的时间小于 X 波段海杂波去相关的时间,因此对这 60 个脉冲进行积累不会得到任何改善。如果将天线旋转速率加快到  $600\text{rpm}$ ,则多次扫描可以收到 2 个脉冲。这两个脉冲是相关的,十分之一秒之后,在下次扫描内接收到的两个回波与前一次扫描得到的两个回波是去相关的。在  $600\text{rpm}$  的 30 个扫描中,有 30 组脉冲,每组 2 个脉冲,每组脉冲与其他组是去相关的。因此,对应 30 个独立的取样,会有积累改善。一个  $1^\circ$  波束宽度,  $5000\text{Hz}$  脉冲重复频率的民用船载雷达的实验测量表明,将天线转速从  $20\text{rpm}$  增加到  $420\text{rpm}$ 。根据海情的不同,可以改善目标杂波比  $4\sim 8\text{dB}$ <sup>[167]</sup>。小的改善对应于较高的海情。

用较高的天线转速改善海杂波下小目标检测的雷达包括 AN/APS-116<sup>[168]</sup>,以及它的后续型号 AN/APS-137。在这些雷达中,天线扫描率为  $300\text{rpm}$ (每秒 5 转)扫描至扫描间的积累是通过  $m/n$  检测器进行的。对尖峰杂波,分析表明  $m/n$  的最佳比率为 0.6,比仅存在接收机噪声时采用的  $m/n$  检测器的最佳值要大。

海杂波的去相关时间近似为杂波多普勒频谱宽度的倒数。正常情况下,如果去相关仅与多普勒效应有关,去相关时间应与频率成反比。然而实验测量表明,当 X 波段去相关时间为  $10\text{ms}$  时,在 L 波段它的去相关时间约为  $60\text{ms}$  而不是根据去相关时间与频率的反比关系预测的  $70\sim 75\text{ms}$ 。因此,当杂波谱是用速度单位而不是频率给出时,速度谱在较低的频率会更宽<sup>[169]</sup>。

**时间压缩** 即使用非 MTI 高分辨率雷达观测一个目标,可以将它从块状的陆地杂波或尖峰海杂波中识别出来,但仅靠一个观测是很难从杂波中辨别目标的。然而,如果目标是运动的,那么操作手可以最终将它与固定目标区分。实现这个目的的一个方法是时间压缩。在这种方法中,雷达的最后  $N$  次扫描被存储起来,接着被反复加速重放,以突出目标的运动。(扫描数  $N$  可以是  $5\sim 10$ 。)由于反复加速扫描的闪烁,操作手的注意力将被吸引到运动目标上,即便是一个固定目标,时间压缩也可以将短暂的海尖峰与更持久的目标回波分离。随着远距离目标进入雷达覆盖区,在时间压缩完全有效之前会有一个  $N$  次扫描的延迟。然而在需要积累  $N$  次扫描的时间内,一个训练有素的机敏的操作手即使不用时间压缩也能检测出运动目标。

### 频率捷变

如果持续时间为  $\tau$  的一个脉冲的 RF 频率改变大于  $1/\tau$ ,那么均匀分布的瑞利型杂波回波将去相关,这一点可以通过计算出频率的变化  $\Delta f$  所引起的距离分辨单元前沿的杂波回

波与距离分辨单元后沿的杂波回波之间的相位差大于  $2\pi\text{rad}$  (如习题 7.15) 来证明, 因此脉冲间频率的变化 (被称为频率捷变) 大于  $1/\tau$  时可以将杂波去相关, 并且当去相关的脉冲被积累后, 可以提高目标杂波比。这里假设目标的物理尺寸小于雷达分辨单元尺寸  $c\tau/2$ 。当杂波是非瑞利时, 在有一个或几个主要的散射物的情况下, 频率捷变带来的好处很小。例如, 尖峰海杂波是高度非瑞利的, 频率捷变提供的改善很小。如果在一个地杂波分辨单元中有一个或几个主要的大杂波散射体, 频率捷变带来的好处也会减小。气象杂波可能比海杂波和地杂波都更加均匀, 因此比起其他形式的杂波, 频率捷变的使用会更有效<sup>[170]</sup>。

在图 7.21 的 A 显示器中示出了脉冲间频率变化对目标和杂波的影响, 左边的踪迹是 X 波段单一频率的, 杂波显示在每个图的左边, 其幅度随距离的增加而减小。在右边显示了一个单一目标, 其形状说明它是由许多散射物组成的; 右手的踪迹是运用了频率捷变的, 可以注意到两个变化, 杂波形状更加平滑, 目标回波更大。目标回波增加是由于目标在某些个别的频率上返回了大的回波, 至少与前一个踪迹使用的一个特定的频率相比回波较大一些。如果在前一个踪迹中选择另一个频率, 得到的回波可能更大也可能更小。通过使用多个频率, 合成的回波就不太可能像单一频率一样, 会产生小的回波。如果 A 显示器左边图中显示在右边的目标处于左边踪迹的杂波中, 就不容易发现。然而, 在右边图中右边显示的目标信号处于左边的杂波中就可能检测到。从这个例子可以看出, 频率捷变的真正好处是得到较大的目标雷达横截面积, 而不是杂波抑制。

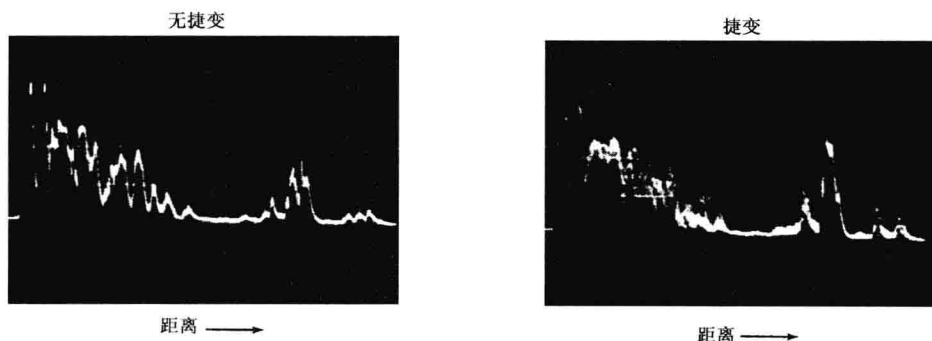


图 7.21 频率捷变对杂波和目标的影响, A 显示器上显示的杂波 (每张图的左边) 和目标 (每张图的右边) 是用 X 波段雷达  $0.2\mu\text{s}$  脉冲得到的, 左边踪迹是单一频率的, 右边踪迹在  $100\text{MHz}$  带宽内运用了脉间频率捷变

必须注意的是, MTI 或脉冲多普勒雷达中使用的常规的多普勒滤波是不能用于脉冲间频率捷变的。

虽然频率捷变有时被宣称是提高目标杂波比的一个吸引人的方法, 但它并不像它的拥护者预计的那么成功, 因为大多数杂波是非瑞利的。当有较宽的频带时, 用大带宽提高距离分辨率降低杂波比通过脉间频率变化来去相关杂波效果更好。

### 杂波栅

用常规的降低杂波技术并不能将附近高山的反射和其他大的杂波完全抑制。这些回波非常大, 可以通过天线的副瓣进入雷达。在固定的雷达阵地, 可以在雷达周围设置对电磁不透明



的栅,来防止直接观察杂波。一个直边的典型的杂波栅的双程衰减约为 40dB,通过在靠近电磁栅的上边缘增加两条连续的与上边缘平行的槽,可以对消一部分电磁栅折射的能量,从而获得更大的衰减。用这个方法增加的双程衰减可达 20dB 或更多<sup>[172]</sup>。

杂波栅也会产生一些不利的效果。由于遮挡或雷达能量被杂波栅绕射,仰角测量的精度会受到限制。被杂波栅绕射的能量与直接能量相互作用,使得刚好位于杂波栅的上方的辐射方向图部分产生旁瓣。被杂波后向散射回雷达的能量有时会损坏接收机前端。在一种设计中,杂波栅从垂直方向被倾斜  $15^\circ$ ,以防止对接收机的损害<sup>[173]</sup>。

杂波栅仅在目标位于比杂波更高的仰角时才有用。在大多数应用中,它并不是一个提高目标杂波比的吸引人的方法。

### 避免杂波回波饱和和接收机的方法

雷达接收机有限的动态范围意味着它们会被大的杂波信号饱和,结果是即便在目标回波比杂波大的情况下,也无法检测到目标回波。用过几种方法来减小大杂波的影响,但这些方法没有杂波下可见度,即它们不能提高目标-杂波比。但是,在防止接收机、自动处理器、自动跟踪器或显示器饱和或过载上它们是有用的。

**灵敏度时间控制(STC)** 接收到的回波信号功率与距离的四次幂关系意味着近距离的杂波回波很大,会使雷达接收机饱和。一种解决方案是在杂波回波信号较大的近距离,降低接收机的增益,然后随着脉冲传播到远距离连续增加增益,最后在超过有杂波的预期距离上以最大增益(最大灵敏度)进行工作,这就称为灵敏度时间控制(STC),它也被称为可变增益。STC 用于空中交通管制雷达,以减少附近鸟和昆虫以及地面的杂波,增益随时间变化的速度与环境特性有关。例如,当雷达观测水平或沙漠时和雷达观测起伏的地形或山地时两者的增益变化速度是不同的。一部防空雷达可能具有不止一个 STC 增益与时间关系特性,可以根据雷达遇到的不同杂波类型选择。对雨,增益随距离的变化为  $R^2$ ,对表面杂波为  $R^3$  或  $R^4$ ,对远距离水上目标为  $R^7$ (如用民用船载雷达观测低于最低干扰瓣的目标)。

即使没有杂波存在,也可以用 STC 来补偿接收的目标回波信号随距离的较大变化。目标横截面积随距离的变化据说超过其他原因<sup>[175]</sup>引起的回波变化。

使用 STC 会使一个天线仰角方向图为余割平方(2.11 节和 9.11 节)的两坐标防空雷达对高仰角近距离的目标的灵敏度下降,因为在这些方向上和和低角度近距离一样增益会下降,这样会使在近距离高海拔的飞机的回波弱得无法检测。通过修改余割平方天线方向图,可以向较高角度辐射更多的能量,即使在用了 STC 的情况下也有可能发现这些靠得近的飞机。多个仰角波束层(堆积波束)三坐标雷达,对每个波束可有一个独立的随距离变化的 STC,从而与作为仰角的函数的杂波条件相匹配。

STC 通常不能用于多普勒雷达,以及其他 prf 相当高会产生距离模糊回波的雷达中。它也会使采用很长的脉冲的脉冲压缩雷达(如需要固态发射机的雷达)的性能下降。

**抬高天线波束** 通过在仰角上抬高天线波束,可以避免照射杂波从而减少表面杂波。这种技术仅当有用目标(如飞机)处于比杂波高的高度才能应用,将天线波束向上倾斜会减小对远距离低高度的覆盖。一种较好的技术是在仰角上采用两个波束,其中一个比另一个指向要高,大多数民用空中交通管制雷达采用这种方法来减少来自汽车和卡车的无用回

波。在 ARSR-3 远距离(额定 200 海里)空中交通管制雷达中,上面波束沿水平方向的增益比下面波束沿水平方向的增益低 16dB,雷达信号从下面波束发射且在近距离时仅用上面的波束接收,因此用较少的能量照射近距离表面杂波。当脉冲传播的距离超过表面目标的预期距离(在 ARSR-3 中通常为 50 海里)时,接收机切换到低波束来检测远距离目标。

**对数-FTC** 这是一种具有对数输入-输出特性的接收机,它接着一个高通滤波器(有时称为快速时间常数,或 FTC)。当输入杂波或噪声可以用瑞利概率密度函数描述时,输出的杂波和噪声是恒定的,与输入幅度无关。因此,它可以提供恒定的虚警率或 CFAR。

瑞利 pdf 可以写成

$$p(v) = \frac{2v}{m_2} \exp\left(-\frac{v^2}{m_2}\right) \quad v > 0 \quad (7.41b)$$

式中,  $m_2$  是  $v$  的平方均值。均值上下起伏的 rms 幅度(用  $\delta v_{in}$  表示)与均值  $\bar{v}_{in}$  成正比或  $\delta v_{in} = k \bar{v}_{in}$  (这是习题 2.4。)对数接收机具有以下特性

$$v_{out} = a \log(bv_{in}) \quad (7.42)$$

对数接收机在  $\bar{v}_{in}$  处斜率为

$$\frac{\Delta v_{out}}{\Delta v_{in}} = \frac{a}{v_{in}} \quad (7.43)$$

如果输入杂波的  $\delta v_{in}$  与对数特性的总范围相比要小,则输出  $\delta v_{out}$  可近似如下

$$\delta v_{out} = \text{slope} \times \delta v_{in} = \frac{a}{\bar{v}_{in}} \delta v_{in} = ak \quad (7.44)$$

因此,输出的起伏是恒定的,与输入平均值无关。

虽然平均值上下的输出起伏是恒定的,但输出平均值却不是,高通滤波器滤除输出的平均值,将恒定值的起伏留给显示器,高通滤波器等效于微分。

在对数接收机输出端的杂波或噪声起伏在幅度上并不对称,因为大幅度比正常情况压缩得更多。为使输出更像一个线性接收机,可在对数-FTC 后面接一个具有与对数特性相反的(反对数)的放大器。

真正的对数特性不能保持到 0 输入电压,因为当  $v_{in} \rightarrow 0$  时  $v_{out} \rightarrow \infty$ 。在某些点上,接收机特性必须偏离对数并经过原点。因此,实际的接收机在低信号电平上具有线性特性而在较高的信号电平上具有对数特性。这被称为线性-对数接收机,对数接收机必须在 rms 噪声电平之下 20dB 还能正常工作<sup>[176]</sup>。

对数-FTC 能够防止杂波使有限动态范围的雷达显示器饱和,且能防止杂波遮盖有用目标。当它的幅度超过杂波时,这是 CFAR 的一个案例,但它的有效性依赖于杂波具有瑞利 pdf,事实并非总是如此。

对数-FTC 最初是为海杂波下检测目标考虑的<sup>[176]</sup>。但是,它在降雨杂波下工作时也许更有用,降雨比海杂波或地杂波更接近于瑞利 pdf。当 Log-FTC 用于降低雨的影响时,它有时被称为气象整理。

**CFAR** 在 5.7 节中和在雷达手册中由泰勒<sup>[157]</sup>介绍了恒虚警(CFAR)电路。正如文中所述,CFAR 不能改善目标杂波比。它以降低检测概率为代价,保持了恒定的虚警率。它同时还有距离分辨率较差的缺点,由此引起信噪比的下降。CFAR 在十分必要时才使用。

## 参考文献

1. Probert-Jones, J. R. "The Radar Equation in Meteorology." *Quart. J. Roy. Meteor. Soc.* 88 (1962), pp. 485-495.
2. Nathanson, F. E. *Radar Design Principles*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1991. p. 316.
3. Billingsley, J. B., and J. F. Larrabee: "Multifrequency Measurements of Radar Ground Clutter at 42 Sites," MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA, Technical Report 916, November 15, 1991, Vol. 1, Principal Results (ESD-TR-91-061); Vol. 2 Appendices A through D (ESD-TR-91-175); Vol. 3 Appendix E (ESD-TR-91-176). A condensation appears in Billingsley, J. B. "Radar Ground Clutter Measurements and Models, Part 1, Spatial Amplitude Statistics," paper No. 1 in *Target and Clutter Scattering and Their Effects on Military Radar Performance*, NATO Advisory Group for Aerospace Research and Development, A GARD Conf. Proceedings 501, September 1991. AD-A244 893.
4. Billingsley, J. B. "Ground Clutter Measurements for Surface-Sited Radar." MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA, Tech. Rep. 786, Revision 1, February 1, 1993.
5. Billingsley, J. B. "A Handbook of Multifrequency Land Clutter Coefficients for Surface Radar." MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA, Tech. Rep. 958. This will appear in the book *Low-Angle Radar Land Clutter* by J. B. Billingsley.
6. Moore, R. K., K. A. Soofi, and S. M. Purduski. "A Radar Clutter Model: Average Scattering Coefficients of Land, Snow and Ice." *IEEE Trans. AES-16* (November 1980), pp. 783-799.
7. Schooley, A. H. "Some Limiting Cases of Radar Sea Clutter Noise." *Proc. IRE* 44 (August 1956), pp. 1043-1047.
8. Barton, D. K. *Modern Radar System Analysis*. Norwood, MA: Artech House, 1988.
9. Moore, R. K. "Ground Echo." In *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, chap. 12.
10. Ref. 2, Table 7.17.
11. Long, W. H., D. H. Mooney, and W. A. Skillman. "Pulse Doppler Radar." In *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, chap. 17, pp. 17.11-17.16.
12. Ulaby, F. T., R. K. Moore, and A. K. Fung. *Microwave Remote Sensing*, vol. II. Reading, MA: Addison-Wesley, 1982, Sec. 11-4.2.
13. Ulaby, F. T., W. H. Stiles, L. F. Dellwig, and B. C. Hansen. "Experiments on the Radar Backscatter of Snow." *IEEE Trans. GE-15* (October 1977), pp. 185-189.
14. Ulaby, F. T., and W. H. Stiles. "Microwave Response of Snow." *Adv. Space Res.* (1981), pp. 131-149. (Also found in Refs. 15 and 17.)
15. Ulaby, F. T., R. K. Moore, and A. K. Fung. *Microwave Remote Sensing*, vol. III. Dedham, MA: Artech House, 1986, Sec. 21-7.
16. Waite, A. H., and S. J. Schmidt. "Gross Errors in Height Indication from Pulsed Radar Altimeters Operating over Thick Ice or Snow." *Proc. IRE* 50 (June 1962), pp. 1515-1520.
17. Ulaby, F. T., and M. C. Dobson. *Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain*. Norwood, MA: Artech House, 1989.

18. Borel, C. C., R. E. McIntosh, R. M. Narayanan, and C. T. Swift. "File of Normalized Radar Cross Sections (FINRACS)—A Computer Program for Research of the Scattering of Radar Signals by Natural Surfaces." *IEEE Trans. GE-24* (November 1986), pp. 1020–1022.
19. Long, M. W., *Radar Reflectivity of Land and Sea*, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1983.
20. Bush, T. F., F. T. Ulaby, and W. H. Peake. "Variability in the Measurement of Radar Backscatter." *IEEE Trans. AP-24* (November 1976), pp. 896–899.
21. Bowditch, *American Practical Navigator*, U. S. Hydrographic Office, H. O. Publication No. 9, 1966, Appendix R.
22. Pierson, W. J., G. Neumann, and R. W. James. *Observing and Forecasting Ocean Waves*, U. S. Naval Oceanographic Office, H. O. Publication No. 603, 1955.
23. Daley, J. "An Empirical Sea Clutter Model." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Memorandum Report 2668, October 1973.
24. Daley, J. C., J. T. Ransone, Jr., and W. T. Davis. "Radar Sea Return—JOSS II." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Rep. 7534, February 21, 1973.
25. Daley, J. C., J. T. Ransone, Jr., and J. A. Burkett. "Radar Sea Return—JOSS I." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 7268, May 11, 1971.
26. Daley, J. C., et al. "Upwind-Downwind-Crosswind Sea Clutter Measurements." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 6881, April 14, 1969.
27. Hansen, J. P., and V. F. Cavaleri. "High-Resolution Radar Sea Scatter, Experimental Observations and Discriminants." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Rep. 8557, March 5, 1982.
28. Lewis, B. L., and I. D. Olin. "Experimental Study and Theoretical Model of High-Resolution Radar Backscatter from the Sea." *Radio Science*. 15 (July–August 1980), pp. 815–828.
29. Macdonald, F. C. "Characteristics of Radar Sea Clutter, Pt. 1—Persistent Target-Like Echoes in Sea Clutter." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 4902, March 19, 1957.
30. Ewell, G. W., M. T. Tuley, and W. F. Horne. "Temporal and Spatial Behavior of High Resolution Sea Clutter 'Spikes.'" *Proc 1984 IEEE National Radar Conf.* pp. 100–104, IEEE Catalog no. 84CH1963-8.
31. U. S. Patent 3,971,997: "Sea Spike Suppression Technique," issued to B. L. Lewis and I. D. Olin, July 27, 1976.
32. Williams, P. D. L. "Limitations of Radar Techniques for the Detection of Small Surface Targets in Clutter." *The Radio and Electronic Engineer* 45 (August 1975), pp. 379–389.
33. Long, M. W. Ref. 19, Sec. 5.6.
34. Wetzel, L. B. "On Microwave Scattering by Breaking Waves." In *Wave Dynamics and Radio Probing of the Ocean Surface*. O. M. Phillips and K. Hasselmann (Ed.). New York: Plenum, 1986, pp. 273–284.

35. Longuet-Higgins, M. S., and J. S. Turner. "An 'Entraining Plume' Model of a Spilling Breaker." *J. Fluid Mech.* 63 (1974), pp. 1–20.
36. Croney, J., A. Woroncow, and B. R. Gladman. "Further Observations on the Detection of Small Targets in Clutter." *The Radio and Electronic Engineer* 45 (March 1975), pp. 105–115.
37. Croney, J. "Improved Radar Visibility of Small Targets in Sea Clutter." *The Radio and Electronic Engineer* 32 (September 1966), p. 135–148.
38. Wetzel, L. B. "Electromagnetic Scattering from the Sea at Low Grazing Angles." In *Surface Waves and Fluxes*. Vol. II Netherlands: Kluwer Academic, 1990, chap. 12, pp. 109–171.
39. Wetzel, L. B. "A Model for Sea Backscatter Intermittency at Extreme Grazing Angles," *Radio Science* 12 (September–October 1977), pp. 747–756.
40. Knott, E. F., J. F. Shaffer, and M. T. Tuley. *Radar Cross Section*, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1993, Secs. 5.9 and 6.3.
41. Katzin, M. "On the Mechanisms of Radar Sea Clutter." *Proc. IRE* 45 (January 1957), pp. 44–54.
42. Helmken, H. H., and M. J. Vanderhill. "Very Low Grazing Angle Radar Backscatter from the Ocean Surface." *Record of the IEEE 1990 International Radar Conf.* pp. 181–188, IEEE Catalog No. 90CH-2882-9
43. Dockery, G. D. "Method for Modelling Sea Surface Clutter in Complicated Propagation Environments." *IEE Proc.* 137, Pt. F (April 1990), pp. 73–79.
44. Nathanson, F. E. Ref. 2, Sec. 7.2
45. Kerr, D. E. (Ed.): *Propagation of Short Radio Waves*. MIT Radiation Laboratory Series. New York: McGraw-Hill, 1951, vol. 13.
46. Goldstein, H. "Frequency Dependence of the Properties of Sea Echo." *Phys. Rev.* 70 (Dec. 1 and 15, 1946), pp. 938–946.
47. Kinsman, B. *Wind Waves*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1965, Sec. 7.4.
48. Beckmann, P., and A. Spizzichino. *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*. New York: Macmillan, 1963, Secs. 5.3 and 18.2.
49. Leung, H., and S. Haykin. "Is There a Radar Clutter Attractor?" *Appl. Phys. Lett.* 56 (February 1990), pp. 593–595.
50. Crombie, D. D. "Doppler Spectrum of Sea Echo at 13.56 Mc/s." *Nature* 175 (1955), pp. 681–682.
51. Maresca, J. W., and T. M. Georges. "Measuring RMS Wave Height and the Scalar Ocean Wave Spectrum with HF Skywave Radar." *J. Geophys. Res.* 85 (1980), pp. 2759–2771.
52. "Special Issue on High-Frequency Radar for Ocean and Ice Mapping and Ship Location." *IEEE J. Oceanic Engr.* OE-11, No. 2 (April 1986).
53. Wright, J. W. "A New Model for Sea Clutter." *IEEE Trans.* AP-16 (March 1968), 217–223.

54. Wetzel, L. B. "Sea Clutter." In *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGrall-Hill, 1990, Chap. 13, Sec. 13.4.
55. Wetzel, L. B. Ref. 38, Chap. 12.
56. Lyzenga, D. R., A. L. Moffett, and R. A. Shuchman. "The Contribution of Wedge Scattering to the Radar Cross Section of the Ocean Surface." *IEEE Trans. GE-31* (October 1983), pp. 502–505.
57. Nathanson, F. E. Ref. 2, Chap. 7.
58. Horst, M. M., F. B. Dyer, and M. T. Tuley. "Radar Sea Clutter Model." *Inter. Conf. on Ant. and Prop.* IEE Pub. No. 169, Pts. 1 and 2, London, 1978. (Also available in Ref. 2, pp. 307–308.)
59. Morchin, W. *Radar Engineer's Sourcebook*. Norwood, MA: Artech House, 1993, Sec. 3.3.2.
60. Ulaby, F. T., R. K. Moore, and A. K. Fung. Ref. 15, Sec. 20–4.
61. Lewis, E. O., B. W. Currie, and S. Haykin. *Detection and Classification of Ice*. New York: John Wiley, 1987.
62. Haykin, et al. *Remote Sensing of Sea Ice and Icebergs*. New York: John Wiley, 1994.
63. Wylie, F. J. *The Use of Radar at Sea*, 5th ed. Annapolis, MD: Naval Institute Press, 1978.
64. Ringwalt, D. L., and F. C. Macdonald. "Terrain Clutter Measurements in the Far North." *Report of NRL Progress*, Naval Research Laboratory, Washington, D.C., pp. 9–14, December 1956.
65. Orlando, J. R., R. Mann, and S. Haykin. "Classification of Sea-Ice Images Using a Dual-Polarized Radar." *IEEE J. Oceanic Engr.* 15 (July 1990), pp. 228–237.
66. Curlander, J. C., and R. N. McDonough. *Synthetic Aperture Radar*. New York: John Wiley, 1991, Appendix C.
67. Orlando, J. R., and S. Haykin. "Real-Time Detection of Iceberg Shadows." *IEEE J. Oceanic Engr.* 15 (April 1990), pp. 112–118.
68. Pilon, R. O., and C. G. Purves. "Radar Imagery of Oil Slicks." *IEEE Trans. AES-9* (September 1973), pp. 630–636.
69. Ulaby, F. T., and M. C. Dobson. Ref.17, Chap. 3.
70. Trunk, G. V., and S. F. George. "Detection of Targets in Non-Gaussian Sea Clutter." *IEEE Trans. AES-6* (September 1970), pp. 620–628.
71. Schleher, D. C. "Radar Detection in Log-Normal Clutter." *Record of the IEEE 1975 International Radar Conf.*, pp. 262–267. Reprinted in *Automatic Detection and Radar Data Processing*, D. C. Schleher (Ed.). Dedham, MA: Artech House, 1980.
72. Sekine, M., and Y. Mao. *Weibull Radar Clutter*. London: Peter Peregrinus, 1990.
73. Boothe, R. R. "The Weibull Distribution Applied to the Ground Clutter Backscatter Coefficient." U.S. Army Missile Command Report No. RE-TR-69-15, June, 1969; reprinted in *Automatic Detection and Radar Data Processing*, D. C. Schleher (Ed.). Dedham, MA: Artech House, 1980, pp. 435–450.

74. Sekine, et al. "Weibull Distributed Ground Clutter." *IEEE Trans. AES*-17 (July 1981), pp. 596–598.
75. Fay, F. A., J. Clarke, and R. S. Peters. "Weibull Distribution Applied to Sea Clutter," *Radar 77, IEE Conf. Publ.* 155, 1977, pp. 101–104; reprinted in *Advances in Radar Techniques*. London: Peter Peregrinus, 1985, pp. 236–239.
76. Sekine, M., et al. "Weibull Distributed Sea Clutter." *IEE Proc.* 130, Pt. F (1983), p. 476.
77. Sekine, M., et al. "On Weibull Distributed Weather Clutter." *IEEE Trans. AES*-15 (November 1979), pp. 824–830.
78. Ogawa, H., et al. "Weibull-Distributed Radar Clutter Reflected from Sea Ice." *Trans. IEICE E70* (1987), pp. 116–120.
79. Schleher, D.C. "Radar Detection in Weibull Clutter." *IEEE Trans. AES*-12 (November 1976), pp. 736–743.
80. Jakeman, E., and P. N. Pusey. "A Model for Non-Rayleigh Sea Echo." *IEEE Trans. AES*-24 (November 1976), pp. 806–814.
81. Ward, K. D., and S. Watts. "Radar Sea Clutter." *Microwave J.* 28 (June 1985), pp. 109–121.
82. Jao, J. K. "Amplitude Distribution of Composite Terrain Radar Clutter and the K-Distribution." *IEEE Trans. AES*-32 (October 1984), pp. 1049–1062.
83. Ward, K. D. "A Radar Sea Clutter Model and Its Application to Performance Assessment." *International Conf. Radar-82* October 18–20, 1982. IEE Conference Publication No. 216, pp. 204–207.
84. Ward, K. D., C. J. Baker, and S. Watts. "Maritime Surveillance Radar, Part 1: Radar Scattering from the Ocean Surface." *IEE Proc.* 137, Pt. F (April 1990), pp. 51–62.
85. Baker, C. J. "K-Distributed Coherent Sea Clutter." *IEE Proc.* 138, Pt. F (April 1991), pp. 89–92.
86. Watts, S. and D. C., Wicks. "Empirical Models for Detection Prediction in K-Distribution Radar Sea Clutter." *Record of the IEEE 1990 Int. Radar Conf.*, pp. 189–194, IEEE Catalog No. 90CH-2882-9.
87. Watts, S. and K. D. Ward. "Spatial Correlation in K-Distributed Sea Clutter." *IEE Proc.* 134, Pt. F (October 1987), pp. 526–532.
88. Trunk, G. V., and S. F. George. "Detection of Targets in Non-Gaussian Sea Clutter." *IEEE Trans. AES*-6 (September 1970), pp. 620–628.
89. Hair, T., T. Lee, and C. J. Baker. "Statistical Properties of Multifrequency High-Range-Resolution Sea Reflections." *IEE Proc.* 138, Pt. F (April 1991), pp. 75–79.
90. Baker, C. J. "K-Distributed Coherent Sea Clutter." *IEE Proc.* 138, Pt. F (April 1991), pp. 89–92.
91. Pentini, F. A., A. Farina, and F. Zirilli. "Radar Detection of Targets Located in a Coherent K Distributed Clutter Background." *IEE Proc.* 139, Pt. F (June 1992), pp. 239–245.
92. Watts, S. "Radar Detection Prediction in K-Distributed Sea Clutter and Thermal Noise." *IEEE Trans. AES*-23 (January 1987), pp. 40–45.



93. Armstrong, B. C., and H. D. Griffiths. "CFAR Detection of Fluctuating Targets in Spatially Correlated K-Distributed Clutter." *IEE Proc.* 138, Pt. F (April 1991), pp. 139–152.
94. Trunk, G. V. "Radar Properties of Non-Rayleigh Sea Clutter." *IEEE Trans. AES*-8 (March 1972), pp. 196–204.
95. Tough, R. J. A., C. J. Baker, and J. M. Pink. "Radar Performance in a Maritime Environment: Single Hit Detection in the Presence of Multipath Fading and Non-Rayleigh Sea Clutter." *IEE Proc.* 137, Pt. F (February 1990), pp. 33–40.
96. Oliver, C. J. "Representation of Radar Sea Clutter." *IEE Proc.* 135, Pt. F (December 1988), pp. 497–500.
97. Sekine, et al. "Log-Weibull Distributed Sea Clutter." *IEE Proc.* 127, Pt. F (June 1980), pp. 225–228.
98. Shlyakhin, V. M. "Probability Models of Non-Rayleigh Fluctuations of Radar Signals (A Review)." *Soviet J. Communications Technology and Electronics*. 33 (January 1988), pp. 1–16.
99. Schleher, D. C. "Radar Detection in Log Normal Clutter." *Record of the IEEE 1975 International Radar Conf.* pp. 262–267, IEEE Publication 75 CHO 938-1 AES.
100. Farina, A., A. Russo, and F. A. Studer. "Coherent Radar Detection in Log-Normal Clutter." *IEE Proc.* 133, Pt. F (February 1986), pp. 39–54.
101. Farina, A., et al. "Theory of Radar Detection in Coherent Weibull Clutter." *IEE Proc.* 134, Pt. F (April 1987), pp. 174–190.
102. Sangston, K. J. "Coherent Detection of Radar Targets in K-Distributed, Correlated Clutter." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 9130, August, 1988.
103. Battan, L. J. *Radar Observation of the Atmosphere*. Chicago, IL: Univ. of Chicago, 1973.
104. Gunn, K. L. S., and T. W. R. East. "The Microwave Properties of Precipitation Particles." *Quart. J. Roy. Meteor. Soc.* 80 (October 1954), pp. 522–545.
105. Sauvageot, H. *Radar Meteorology*. Norwood, MA: Artech House, 1992.
106. Personal communication from Raymond Wexler.
107. Haddock, F. T. "Scattering and Attenuation of Microwave Radiation Through Rain." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., (unpublished manuscript), 1948. (Mentioned in Gunn and East, Ref. 104)
108. Smith, P. L. Jr., K. R. Hardy, and K. M. Glover. "Applications of Radar to Meteorological Operations and Research." *Proc. IEEE*. 62 (June 1974), pp. 724–745.
109. Jameson, A. R. "A Comparison of Microwave Techniques for Measuring Rainfall." *J. Applied Meteorology* 30 (January 1991), pp. 32–54.
110. Nathanson, F. E. Ref. 2, Sec. 3.6.
111. Sauvageot, H. Ref. 105, Sec. 1.5.3.

112. Gunn, K. L. S., and J. S. Marshall. "The Distribution with Size of Aggregate Snowflakes." *J. Meteor.* 15 (1958), pp. 452–466.
113. Sekhon, R. S., and R. C. Srivastava. "Snow Size Spectra and Radar Reflectivity." *J. Atmos. Sci.* 27 (1970), pp. 299–307.
114. Puhakka, T. "On the Dependence of the Z-R Relationship on the Temperature in Snowfall." *Preprints 16th Radar Meteorology Conf.* Am. Meteor. Soc., April 22–24, 1975, Houston, TX, pp. 504–507.
115. Austin, P. M. "Measurements of the Distribution of Precipitation in New England Storms." *Proc. 10th Weather Radar Conf.*, Am. Meteor. Soc., pp. 247–254, 1963.
116. Saxton, J. A. "The Influence of Atmospheric Conditions on Radar Performance." *J. Inst. Navigation* (London) 11, pp. 290–303, 1958.
117. Nathanson, F. E., Ref. 2, Fig. 6.4.
118. Konrad, T. G., J. J. Hicks, and E. B. Dobson. "Radar Characteristics of Birds in Flight." *Science* 159 (Jan. 19, 1968), pp. 274–280.
119. Vaughn, C. R. "Birds and Insects as Radar Targets: A Review." *Proc. IEEE* 73 (February 1985), pp. 205–227.
120. Eastwood, E. *Radar Ornithology*. London: Methuen, 1967.
121. Williams, T. C. and J. M. Williams. "Open Ocean Bird Migration." *IEE Proc.* 137, Pt. F (April 1990), pp. 133–137.
122. Houghton, E. W., F. Blackwell, and T. A. Wilmot. "Bird Strike and the Radar Properties of Birds." *Int. Conf. on Radar—Present and Future*, Oct. 23–25, 1973, pp. 257–262, IEE Conference Publication no. 105.
123. Flock, W. L., and J. L. Green. "The Detection and Identification of Birds in Flight, Using Coherent and Noncoherent Radars." *Proc. IEEE* 62 (June 1974), pp. 745–753.
124. Blackwell, F., and E. W. Houghton. "Radar Tracking and Identification of Wild Duck During the Autumn Migration." *Proc. World Conf. on Bird Hazards to Aircraft, Canada* (1969), pp. 361–376.
125. Antonucci, J. "A Statistical Model of Radar Bird Clutter at the DEW Line." Rome Laboratory (EEAS), Air Force Systems Command, Hanscomb AFB, MA, Report no. RL-TR-91-85, May, 1991.
126. Knott, E. F. "Radar Cross Section." In *Radar Handbook*, 2nd ed. M. Skolnik (Ed.) New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 11.
127. Riley, J. R. "Radar Cross Section of Insects." *Proc. IEEE* 73 (February 1985), pp. 228–232.
128. Schaefer, G. W. "Radar Observations of Insect Flight." *Insect Flight*, R. C. Rainey (Ed.) London: Blackwell Scientific Publications, 1976, Chap. 8.
129. Gossard, E. E., and R. G. Strauch. *Radar Observations of Clear Air and Clouds*. New York: Elsevier, 1983.
130. James, P. K. "A Review of Radar Observations of the Troposphere in Clear Air Conditions." *Radio Sci.* 15 (March–April 1980), pp. 151–175. (The entire March–April 1980 issue of *Radio Sci.* is devoted to "Radar Investigations of the Clear Air.")

131. Tatarskii, V. T. *Wave Propagation in a Turbulent Medium*. New York: McGraw-Hill, 1961.
132. Skolnik, M. "Atmospheric Turbulence and the Extension of the Radar Horizon." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Memorandum Rep. 2903, October 1974.
133. Heiss, W. H., D. L. McGrew, and D. Sirmans. "Nexrad: Next Generation Weather Radar (WSR-88D)." *Microwave J.* 33 (January 1990), pp. 79–98.
134. Michelson, M., Shrader, W. W., and J. G. Wieler. "Terminal Doppler Weather Radar." *Microwave J.* 33, (February 1990), pp. 139–148.
135. Plank, V. G. "A Meteorological Study of Radar Angels." U.S.A.F. Cambridge Research Center Geophys. Resarch Papers, no. 52, July, 1956, AFCRC-TR-56-211, AD 98752.
136. Rogers, R. R., and W. O. J. Brown. "Radar Observations of a Major Industrial Fire." *Bull. Am. Meteorological Soc.* 78 (May 1997), pp. 803–814.
137. Skolnik, M., D. Hemenway, and J. P. Hansen. "Radar Detection of Gas Seepage Associated with Oil and Gas Deposits." *IEEE Trans. GRS-30* (May 1992), pp. 630–633.
138. Skolnik, M., and T. C. Bailey. "A Review of Radar for the Detection of Gas Seepage Associated with Underground Oil and Gas Deposits." *Proc. of the Conf. on Applications of Emerging Technologies: Unconventional Methods in Exploration for Petroleum and Natural Gas V*, Institute for the Study of Earth and Man, Southern Methodist Univ., Dallas, Texas, 1997, pp. 207–228.
139. Eastwood, E. Ref. 120, Chap. 9; also V. G. Plank, Ref. 135.
140. Billingsley, J. B. "Ground Clutter Measurements for Surface-Sited Radar," MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA, Tech. Rep. 786, Revision 1, February 1, 1993.
141. Caspers, J. W. "Automatic Detection Theory." In *Radar Handbook*, 1st ed. M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1970, chap. 15, Sec.15.6.
142. Trunk, G. V., and S. F. George. "Detection of Targets in Non-Gaussian Sea Clutter." *IEEE Trans. AES-6* (September 1970), pp. 620–628.
143. Trunk, G. V. "Further Results on the Detection of Targets in Non-Gaussian Sea Clutter." *IEEE Trans. AES-7* (May 1971), pp. 553–556.
144. Schleher, D. C. "Radar Detection in Weibull Clutter." *IEEE Trans. AES-12* (November 1976), pp. 736–743. Correction in AES-13 (July 1977), p. 435.
145. Schleher, D. C. "Radar Detection in Log-Normal Clutter." *IEEE International Radar Conf.* Arlington, VA, April 21–23, 1975, pp. 262–267.
146. Croney, J., A. Woroncow, and B. R. Gladman. "Further Observations on the Detection of Small Targets in Sea Clutter." *The Radio and Electronic Engineer* 45 (March 1975), pp. 105–115.
147. Williams, P. D. L. "Observations on the Further Optimization of Radar Signal Processing for the Display and Detection of Targets in Sea Clutter." *Int. J. Remote Sensing* 5 (1984), pp. 489–496.
148. Tonkin, S. P., and R. A. McCulloch. "Gross Spatial Structure of Land Clutter." *IEE Proc.* 138, Pt. F. (April 1991), pp. 99–108.

149. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. "MTI Radar." *Radar Handbook*, M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990. Chap. 15, p. 15.13.
150. Gordon, W. B. "Analysis of Rain Clutter Data from a Frequency Agile Radar." *Radio Science* 17 (July-August 1982), pp. 801-816.
151. Queen, F. D., and J. J. Alter. "Results of a Feasibility Study for Determining the Yaw Angle of a Landing Aircraft." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Rep. 8480, May 27, 1981.
152. Hughes, P. K., II. "A High-Resolution Radar Detection Strategy." *IEEE Trans. AES*-19 (September 1983), pp. 663-667.
153. Gent, H., I. M. Hunter, and N. P. Robinson. "Polarization of Radar Echoes, Including Aircraft, Precipitation, and Terrain." *IEE Proc.* 110 (December 1963), pp. 2139-2148.
154. Sauvageot, H. *Radar Meteorology*. Norwood, MA: Artech House, 1992, Sec. 2.2.7.
155. Oguchi, T. "Electromagnetic Wave Propagation and Scattering in Rain and Other Hydrometeors." *Proc. IEEE* 71, (September 1983), pp. 1029-1078.
156. McDonald, J. E. "The Shape of Raindrops." *Scientific American* (February 1954).
157. Schneider, A. B., and P. D. L. Williams. "Circular Polarization in Radars." *The Radio and Electronic Engineer* 47, no. 1/2 (January/February 1976), pp. 11-29.
158. Kalafus, R. M. "Rain Cancellation Deterioration Due to Surface Reflections in Ground-Mapping Radars Using Circular Polarization." *IEEE Trans. AP*-23 (March 1975), pp. 269-271.
159. Beasley, E. W. "Effect of Surface Reflections on Rain Cancellation in Radars Using Circular Polarization." *Proc. IEEE* 54 (December 1966), pp. 2000-2001.
160. Hendry, A., and G. C. McCormick. "Deterioration of Circular-Polarization Clutter Cancellation in Anisotropic Precipitation Media." *Electronics Letters* 10 (May 16, 1974), pp. 165-166.
161. Nathanson, F. E. "Adaptive Circular Polarization." *IEEE 1975 International Radar Conf.*, April 21-23, 1975, pp. 221-225.
162. Nathanson, F. E. Ref. 2, Sec. 5.2.
163. Schneider, A. B., and P. D. L. Williams. Ref. 157
164. Olin, I. D., and F. D. Queen. "Dynamic Measurement of Radar Cross Sections." *Proc. IEEE* 53 (August 1965), pp. 954-961.
165. Kerr, D. E. (Ed.). *Propagation of Short Radio Waves*. MIT Radiation Laboratory Series. New York: McGraw-Hill, 1951, vol. 13.
166. Croney, J. "Improved Radar Visibility of Small Targets in Sea Clutter. *The Radio and Electronic Engineer* 32 (September 1966), pp. 135-148.
167. Croney, J., and A. Woroncow. "Dependence of Sea Clutter Decorrelation Improvements Upon Wave Height." *IEE Int. Conf. On Advances in Marine Navigational Aids*, July 25-27, 1972, IEE (London) Conf. Publication no. 87, pp. 53-59.
168. Smith, J. M., and R. H. Logan. "AN/APS-116 Periscope Detecting Radar." *IEEE Trans. AES*-16 (January 1980), pp. 66-73.

169. Valenzuela, G. R., and M. B. Laing. "Study of Doppler Spectra of Radar Sea Echo." *J. Geophys. Res.* 75 (January 20, 1970), pp. 551–563.
170. Nathanson, F. E. Ref. 2, Sec. 6.6.
171. Fuller, J. B., and J. R. Martin. "Radar Subsystems," Varian Co. brochure, Beverly Division, Beverly MA, no date, Fig. 2. (Now known as CPI Beverly Microwave Division.)
172. Becker, J. E., and R. E. Millet. "A Double-Slot Radar Fence for Increased Clutter Suppression." *IEEE Trans.* AP-16 (January 1968), pp. 103–108.
173. Ruze, J., F. I. Sheftman, and D. A. Cahlander. "Radar Ground-Clutter Shields." *Proc. IEEE* 54 (September 1966), pp. 1171–1183.
174. Harrison, A. "Marine Radar Today—A Review." *The Radio and Electronic Engineer* 47 (April 1977), pp. 177–183.
175. Taylor, J. W., Jr. "Receivers." In *Radar Handbook*, M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 3, Sec. 3.6.
176. Croney, J. "Clutter on Radar Displays." *Wireless Engr.* 33 (April 1956), pp. 83–96.
177. Taylor, J. W., Jr. Ref. 175, Sec. 3.13.

## 习题

7.1 对以下雷达,找出从低掠射角面杂波来的回波等于接收机噪声时的作用距离:峰值功率=100kW,方位波束宽度=1°,俯仰波束宽度=20°[见式(9.5c)],波长=3cm,脉宽=0.1μs,接收机噪声系数=4dB。雷达位于平静的海面之上1km的高度。对掠射角 $\Psi$ ,可以假设以下不同的 $\sigma^0$ :

- $\sigma^0 = -46\text{dB}$ ,当掠射角为1.0°;
- $\sigma^0 = -42\text{dB}$ ,当掠射角为3.0°;
- $\sigma^0 = -37\text{dB}$ ,当掠射角为10.0°。

7.2 ARSR-3 雷达是一部远程、地基、扇形波束、L波段雷达,由FAA用于途中的空中交通管制。它的方位波束宽度为1.25°,脉宽是2μs。(a)如果单位面积的杂波横截面积 $\sigma^0$ 是-20dB,在30nmi处,以信杂比15dB,检测2m<sup>2</sup>的目标,要求的MTI杂波衰减是多少?(杂波被认为远大于接收机噪声)。(b)当降雨率为4mm/h时,用该雷达在30nmi距离上看到的雨杂波的雷达横截面积(单位m<sup>2</sup>)是多大?可以假设地面平坦,在从地面到高度 $h$ 为3km的雷达分辨单元中均匀地被雨填充着。取雷达频率为1.3GHz。(这里不需要俯仰角覆盖。)

7.3 当掠射角为90°(垂直入射)时,推导在面杂波中检测一个目标的雷达方程,假设天线采用笔形波束。(这不是通常的雷达检测情景,因为当天线波束垂直照射地面时,杂波回波很大。)

7.4 一部S波段笔形波束雷达(3.2GHz),波束宽度是1.5°,脉宽是3μs,在纯净的大气(无雨时)中,能检测到200nmi距离上的22m<sup>2</sup>的目标。如果要求单个脉冲的信杂比是10dB,在降雨率为4mm/h的雨中,雷达能在多远的距离上检测2m<sup>2</sup>的目标?(假设杂波是均匀分布的,并远大于接收机噪声。在该频率上雨的衰减可忽略不计。天线波束指向低俯仰角,但并不照到地面。雨完全填满了雷达的分辨单元。)

7.5 对具有下列参数的雷达(即 Nexrad 雷达的参数),画出作为降雨率(从 1~40mm/h)函数的来自雨的脉冲回波功率的变化:

峰值功率=1MW;

频率=3.0GHz;

脉宽=1.57 $\mu$ s;

天线增益=45.5dB(笔形波束);

有效的积累脉冲个数=80;

距离=150km。

(假设波束完全被雨填充,波束接近地面但不与之相交,雨的衰减可忽略不计。)

7.6 对于一部指向低俯仰角的雷达,波束宽度为 2°和 4°,脉宽是 2 $\mu$ s,频率分别为 3、10 和 35GHz。当降雨率为 4mm/h 时,均匀分布于整个雷达覆盖区域的雨的衰减是多少?在距离为 20km 处的雨的雷达横截面积又是多少?

7.7 简要评述,当检测受到(1)面杂波和(2)接收机噪声限制时,下面所列雷达参数是如何影响雷达性能的。雷达参数有:(a)脉宽,(b)天线增益,(c)发射机功率,(d)目标返回的脉冲数,(e)系统损耗,(f)对应雷达横截面积变化的最大检测距离的灵敏度。(做一张表或许有帮助。)

7.8 证明:对于一部具有窄笔形波束天线的雷达,以垂直入射照射能完全反射的大的平坦的地面,其单位面积上的雷达横截面积  $\sigma^0$  近似等于天线增益  $G$ 。平坦的地面远大于雷达天线波束投射到地面所覆盖的区域。换句话说,即推导式(7.12)。[本问题的关键是以两种不同的方法解接收到的功率,然后令它们相等来算出  $\sigma^0$ 。从计算雷达垂直照射平坦地面时,接收功率  $P_r$  的雷达方程的简单形式开始,目标的横截面积是  $\sigma^0 A_c$ ,其中  $A_c$  是平坦地面被雷达波束照射到的区域的面积,找出  $A_c$  的表达式。半功率波束宽度是  $\theta_b$ ,必须考虑双程波束宽度引起的被照射面积的变化。第二种计算接收到的功率的方法是,确认平坦的平板在其背后距离  $R$  处创建一个雷达天线的像。通过考虑雷达天线和地面背后距离  $R$  处的像之间的单程通信链的几何来找出接收到的信号功率。当雷达天线向它的距离为  $2R$  处的像辐射时,为天线像处接收到的信号功率推导单程通信方程。两种不同的传播途径模型得到的两个  $P_r$  的值,是相同的,应该相等,对天线增益,或许必须用到式(9.5b)。]

7.9 本问题是关于在低高度上找出用波束宽度是 1°、脉宽是 1 $\mu$ s 的 X 波段雷达在距离为 10km 时可能看到的,分布的体杂波的各种形式的雷达横截面积(以  $m^2$  为单位)。体杂波的单位体积横截面积用  $\eta$  表示,假定杂波占据了整个雷达分辨单元。(注意单位。)(a)降雨率为 4mm/h。(b)迁徙的海鸥类飞鸟的  $\eta=3 \times 10^{-9} cm^{-1}$ 。将你的答案与表 7.5 给出的单个海鸥类飞鸟的雷达横截面积进行比较。(c)昆虫的  $\eta=10^{-10} cm^{-1}$ 。(d)纯净天空扰动的  $C_n^2=10^{-10} m^{-2/3}$ 。

7.10 列举五种适合雷达设计师用于提高雨中飞机的检测能力的选择,简要描述每一种的工作原理及主要的局限性。

7.11 如果一部 S 波段雷达能在 200nmi 的距离上检测 1 $m^2$  的目标,那么在什么距离上它能检测单个的麻雀?(参见表 7.4)

7.12 假设一部 X 波段的雷达( $\lambda=3.2cm$ ),在无雨的条件下,其作用距离是 45km;如果

进一步假设雨的衰减是影响距离的惟一因素。那么,当整个雨区的降雨速率为 4mm/h 时,雷达作用距离是多少?(也许得通过多次尝试来解算距离,最终的精度对回答本问题并不是至关重要的。)

7.13 为了增加检测雨中目标的距离,雷达设计师可以控制的是哪些雷达参数?你认为哪个参数对提高目标的可检测性是重要的?解释为什么。

7.14 雨的单位体积的横截面积的值  $\eta$  随  $f^4$  变化,其中  $f$  是雷达频率。假设雨完全填满了雷达的分辨单元。(a)当天线增益独立于频率时,雨的回波变化如何?(b)当天线口径  $A_e$  独立于频率时,雨的回波变化如何?

7.15 证明,被脉宽为  $\tau$  的雷达看到的杂波,如果雷达频率的变化量超过  $1/\tau$ ,则杂波是去相关的。[由于频率变化  $\Delta f$  而去相关的杂波意味着,当频率变化达  $\Delta f$  时,分辨单元前缘的雷达回波的相位与其后缘的差超过  $2\pi$  弧度。出现这个现象是因为相位是以  $2\pi$  为模的。]根据雷达分辨单元  $\Delta R$  和波长  $\lambda$ ,以获得双程相位差  $\varphi$  的表达式为起始。注意分辨单元  $\Delta R = c\tau/2$ 。当频率改变  $\Delta f$  时,为使回波去相关,相位变化  $\Delta\varphi$  应大于  $2\pi$  弧度。答案现在就在你眼前了。

7.16 说明为什么频率捷变与 MTI 在杂波中检测运动目标的处理是不相容的。(可用单延迟线对消器作为模型。)

7.17 为什么布拉格散射模型不适用于描述在较高微波频率时的海杂波?

7.18 当下列目标出现在杂波中时,简要描述你认为可能是首选的检测这些目标的一种或多种雷达方法。假设雷达位于地表。

- (a) 常规陆地杂波上的飞机。
- (b) 常规海洋杂波上的飞机。
- (c) 有大量鸟和昆虫出现时的飞机。
- (d) 有运动地面目标出现时的飞机。
- (e) 在地面杂波距离之外的雨杂波中的飞机。
- (f) 船只和有角反射器的浮标。
- (g) 小船、潜望镜、浮标和游泳者。
- (h) 分布杂波中的静止目标。



## 第 8 章 雷达波的传播

### 8.1 引言

第 2 章中讨论雷达方程时多数假定了雷达能量是在自由空间中传播的,实际上地表和大气对雷达性能有较大影响。2.12 节简要提及影响雷达作用距离和覆盖范围的几个传播效应。由于传播效应可能极大地提高或减小雷达作用距离,因此,在预计雷达性能时,考虑地球的环境是很重要的。

下列传播效应改变了自由空间中的雷达性能。

- 地表引起的雷达能量前向散射(反射),它在某些仰角上提高了辐射能量而在其他仰角上减小了辐射能量。
- 地球大气引起的雷达能量折射(弯曲),它能导致雷达能量偏离直线传播。
- 雷达能量大气波导传播,一种严重的折射形式,它导致雷达作用距离的拓展(令人惊奇的是这并不总是好事)。
- 雷达波沿地表绕射,它导致能量传播超过正常的雷达地平线。它主要出现在低频,雷达应用中很少使用。
- 雷达波干净的大气衰减,它通常对微波传播很少或没有影响。
- 外部噪声,它进入雷达接收机并提高了接收机的噪声电平。
- 地面、海洋和大气杂波的后向散射及雨和其他水文现象的衰减。这里不作讨论,因为第 7 章已包括此内容。

在微波雷达频率上的大部分重要传播效应发生在雷达的视线内。当雷达工作在极低频率时的绕射和在几乎任何微波频率时的大气波导效应,能够引起雷达波沿地表的弯曲并使雷达作用距离超过正常的直线视野。

虽然雷达传播的基本理论很好理解,但由于获取雷达工作环境的必要信息的困难,使得在特定地点和特定时间上准确地量化预测并不容易做到。在某些方面,预测传播效应有点像预报天气。雷达系统设计师通常对传播的长期统计描述感兴趣,这样雷达可以被设计得能令人满意地完成它的任务,但有时雷达设计师仅有平均的传播影响的定性的知识。军队战术指挥员或空管控制员对传播的长期统计影响或平均条件并不那么感兴趣,而更关心可能遇到的雷达传播环境的目前的或短期的预报。例如,基于影响雷达传播的环境因素的当前测量值,军队战术计划员就能决定一个攻击机的飞行路线,使其到被防御雷达首先发现目标的距离最小。

### 8.2 平坦地面的前向散射

为了确定地表对雷达传播影响的类型,假设一个平整、光滑、全反射的平坦地面。用此简

化模型得到的结果可以指出更实际的模型的结果,如图 8.1(a)所示。雷达天线位于平面表面上  $h_a$  高度,天线方向图假设在俯仰角上均匀。目标高度为  $h_t$ ,离雷达距离为  $R$ 。雷达和目标的距离为  $D$ (图中未示出)。雷达天线的辐射能量通过两条分开的路线到达目标,一条是雷达到目标的直线( $AB$ ),另一条是包含地表前向散射反射的雷达到目标的路线( $AMB$ ),目标反射的信号也通过同样的两条路线返回雷达。回到雷达天线的回波信号幅度决定于通过两条路线传播的信号幅度和相对相位。由于地表存在导致的场强  $\eta(\text{V/m})$  的改变可由比值来表示

$$\eta = \frac{\text{地表存在情况下的目标处场强}}{\text{自由空间下的目标处场强}} \quad (8.1)$$

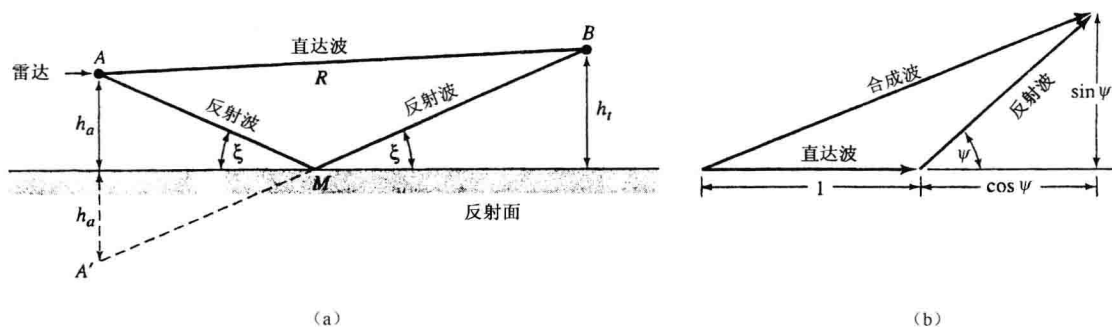


图 8.1 (a)平面反射面上的雷达传播几何示意图;

(b)直线和面反射信号的矢量相加(幅度为 1,相位差为  $\psi$ )

此分析假设直线和面反射信号的线路长度几乎(但不完全)相等。这样,不考虑来自地面反射的信号损失。两个信号的幅度基本相等,也就是说,如果两个信号幅度不同,这就是由于面反射系数小于 1 而不是由于  $1/R^2$  因素的重大差异。直线和面反射线路的较小的距离差异,导致两者在相位上的差异,当它们在目标或雷达上合成时影响到它们的和。当信号从地表反射时也有一个相位变化,这由一个反射系数表示,它是一个复数量  $\Gamma = \rho e^{-j\psi_r}$ 。幅度  $\rho$  表示反射的幅度变化,  $\psi_r$  表示相移。

在此特定的分析中,把反射系数取为  $\Gamma = -1$ ,因此面反射波的幅度不变而其相位变化  $\psi_r = \pi$  弧度。如果辐射为水平极化且掠射角很小,则反射系数  $\Gamma = -1$  适用于一个理想光滑、理想导电的表面。

如果我们用图 8.1(a)中低于地表的雷达天线的镜像  $A'$  来代替面反射信号,问题就容易分析了。不考虑面反射路线  $AMB$ ,而是考虑等效直线  $A'MB$ ,路线长度  $AB$  为

$$\begin{aligned} AB &= [D^2 + (h_t - h_a)^2]^{1/2} = D \left[ 1 + \frac{(h_t - h_a)^2}{D^2} \right]^{1/2} \\ &\approx D \left[ 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{(h_t - h_a)^2}{D^2} \right] = D + \frac{(h_t - h_a)^2}{2D} \end{aligned} \quad (8.2)$$

上面假设  $|h_t - h_a| \ll D$ 。面反射路线  $AMB$  或其等效线路  $A'MB$  的长度近似为

$$AMB = A'MB = [D^2 + (h_t + h_a)^2]^{1/2} \approx D + \frac{(h_t + h_a)^2}{2D} \quad (8.3)$$

我们已假设  $h_t + h_a \ll D$ 。式(8.3)减去式(8.2)得  $AMB - AB$  的差为  $\Delta = 2h_t h_a / D$ 。假设水平距离  $D$  可由距离  $R$  代替,这样两条路线的差为

$$\Delta \approx \frac{2h_a h_t}{R} \quad (8.4)$$

一句话,我们已作的几何假设为  $h_t \pm h_a \ll D \approx R$ , 与这个差相关联的相位滞后  $\phi_\Delta$  由  $2\pi/\lambda$  乘以式(8.4)得到,这时总相位差异为

$$\psi = \phi_\Delta + \phi_r = \frac{4\pi h_a h_t}{\lambda R} + \pi \quad (8.5)$$

在目标处有两个信号,直线信号和面反射信号,二者幅度近似相同,相位差为  $\psi$ ,如式(8.5)所给出的。为了得到  $\eta$ ,这两个信号的矢量和被如果是自由空间时的信号幅度相除。 $\eta$  值可由两信号矢量和应用勾股定理得到[图 8.1(b)],它们有相同的幅度(归一化)但有相对相位  $\psi$ ,由此得

$$\eta[(1 + \cos\psi)^2 + (\sin\psi)^2]^{1/2} = [2(1 + \cos\psi)]^{1/2} \quad (8.6a)$$

$\eta^2$  为目标处的信号功率密度( $\text{W}/\text{m}^2$ )与自由空间情况下目标处的功率密度之比,它是

$$\eta^2 = 2 \left( 1 - \cos \frac{4\pi h_a h_t}{\lambda R} \right) = 4 \sin^2 \left( \frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \right) \quad (8.6b)$$

由于传播的互易性,目标到雷达和雷达到目标处的路线相同。雷达上接收到的回波信号密度相对于自由空间情况下的回波信号密度为  $\eta$  四次幂,或

$$\eta^4 = 16 \sin^4 \left( \frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \right) \quad (8.7)$$

### 天线波束分裂

描述接收到的回波功率的雷达方程被式(8.7)给出的  $\eta^4$  相乘,因为正弦函数的范围为 0 到 1,因此  $\eta^4$  的范围为 0 到 16。此简化例子中地表的影响在某些仰角上会把接收信号功率增加 16 倍,在其他仰角上可能减少到 0。由于距离和接收回波信号功率间的 4 次幂关系,雷达的作用距离会是自由空间时的 0 到 2 倍。结果是俯仰面上的辐射被分成很多瓣,在某些仰角上它增加了作用距离而在其他一些仰角上减小了作用距离,如图 8.2 所示。这种影响有时被称为波束分裂。

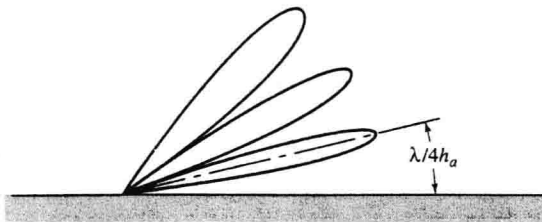


图 8.2 由平面反射面引起的雷达辐射俯仰面的波瓣结构

当式(8.7)中的正弦的自变量等于  $\pi/2, 3\pi/2, \dots, (2n+1)\pi/2$  时,存在地表时的场强最大,这里  $n=0, 1, 2, \dots$ 。当

$$\frac{4h_a h_t}{\lambda R} = 2n + 1 \quad (8.8)$$

时产生瓣的峰值,当

$$\frac{2h_a h_t}{\lambda R} = n \quad (8.9)$$

时产生零值或最小值。由式(8.8),第 1(最低)瓣( $n=0$ )的峰值角为

$$\theta_1 \approx h_t/R = \lambda/4h_a \quad (8.10)$$

因此,如果想在低角度处看目标,波长必须短(高频)和/或天线高度必须高。

为了说明平面、光滑、全反射地表对雷达性能的影响,在雷达方程(1.6)的简化形式中包含了  $\eta^4$ ,此时它变为

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \cdot 16 \sin^4 \left( \frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \right) \quad (8.11a)$$

当正弦自变量较小时

$$P_r \approx \frac{4\pi P_t G^2 \sigma (h_a h_t)^4}{\lambda^2 R^8} \quad (8.11b)$$

这表示第一瓣的峰值以下的区域。对于小角度(低于第一瓣)处的目标,信号功率可见是随距离的8次幂的倒数变化的,而不是自由空间时的4次幂的倒数<sup>①</sup>。式(8.11b)中的增益和波长因子为  $G/\lambda$  而不是  $G\lambda$ 。以上适用于作为频率的函数的增益为常数的天线。如果天线的有效口径随频率改变而保持不变会得到不同的结果。

### 面反射系数

上面作了很多简化假设,一是天线俯仰面波瓣是均匀的,对于一个实际天线,天线的增益是俯仰角的函数。这一点必须考虑,因为目标方向的增益与反射线方向的增益可能不同。另一假设是反射面光滑且理想反射,这不总是实际情况,因为反射系数依赖于表面粗糙度、介质特性、雷达能量的极化和频率。图8.3(a)给出了光滑海面上垂直极化的反射系数的幅度,它是掠射角和频率的函数;图8.3(b)为垂直极化光滑海面上反射系数的相位;水平极化反射系数的幅度如图8.3(c)所示。水平极化反射系数的相位近似为  $\pi$  弧度,随频率和掠射角变化不大,垂直极化的反射系数的幅度一般比水平极化的小。

垂直极化的最小反射系数产生在被称为 Brewster(布鲁斯特)角的掠射角上。当反射系数小于1且/或面反射相位不是  $180^\circ$  时,因多路径引起的方向图的零点并不那么深,各瓣的峰值将会减小。

表面粗糙度依赖相对于雷达波长的物理粗糙度,雷达频率越低(波长越长),对雷达而言呈现表面越光滑,因多路径产生的波瓣分裂会更明显。例如,安装在海面上的一部 VHF 雷达的最低瓣方向上的作用距离可能增加以简单的平面模型所显示的理论因子的两倍。在更高的微波和毫米波频率,波瓣分裂的影响不太明显。

图8.3所示的垂直和水平极化的不同反射系数的值,能够产生不同的覆盖波瓣。垂直极化与水平极化相比零点浅、最大值小。当需要更均匀垂直覆盖时可以选择垂直极化,当各波瓣方向上的作用距离比均匀覆盖更重要时可选择水平极化。但是,几乎所有的对空警戒雷达都是水平极化。雷达制造商宣传其雷达的能力时,常利用在某些俯仰角上有较大的作用距离这一点上。事实上,水平极化在“远距离”覆盖区里还有些盲区,这一点很少有意提及。

### 粗糙表面反射系数

图8.3的理论曲线假设了一个光滑反射面。一个光滑面有时通过 Rayleigh 粗糙标准定义。这个标准把  $h \sin \psi < \lambda/8$  的表面视为光滑,这里  $\psi$  为掠射角,  $h$  为表面高度极值之差(有些人取  $h$  近似为  $4\sigma_h$ ,有些取为  $3\sigma_h$ 。这里  $\sigma_h$  是表面高度的 Gaussian(高斯)分布的标准偏差)。一个表面对于一个雷达信号来说是光滑还是粗糙依赖于掠射角和相对于雷达波长的物理粗糙度。

<sup>①</sup> 后面会看到,低角度上信号强度随距离的变化比式(8.11b)给出的结果要复杂得多,特别在异常传播条件下。

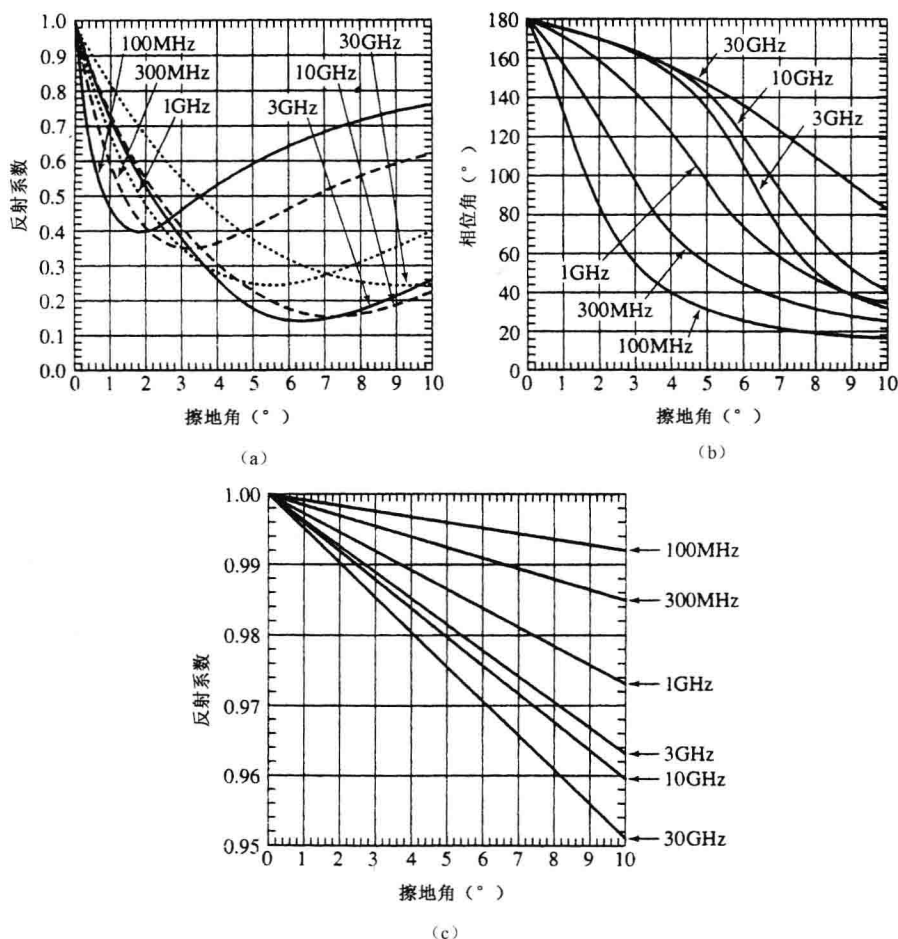


图 8.3 光滑海面上作为掠射角、频率和极化的函数的反射系数。(a) 垂直极化反射系数的幅度;(b) 垂直极化反射系数的相位(反射波相位滞后于入射波相位);(c) 水平极化反射系数的幅度,水平极化反射系数的相位为  $180^\circ$ ,大致与掠射角和频率无关(摘自 Lamont Blake 雷达手册<sup>[20]</sup>)

表面的粗糙度的反射系数比图 8.3 给出的光滑表面的反射系数对电性能的影响更大。很多人的测量都表明,低掠射角时频率高于 1500MHz 情况下,常规(非光滑)地面的反射系数为  $0.2 \sim 0.4$ ,很少大于  $0.5$ <sup>[1]</sup>。一个粗糙、理想导电的表面,例如海平面的反射系数  $\rho_r$  的表达式最初由 Ament<sup>[2]</sup> 给出

$$\rho_r = \rho_0 \exp[-2k^2 \bar{h}^2 \sin^2 \psi] \quad (8.12)$$

这里,  $\rho_0$  为光滑表面(图 8.3)的复反射系数,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  = 波长,  $\bar{h}^2$  为表面高度的平方的均值,  $\psi$  是掠射角,  $h$  的均值为 0。对于用  $\sigma_h \sin \psi / \lambda$  定义的表面粗糙参数的较小值的情况,海上实验数据满足式(8.12)。其中  $\sigma_h$  是表面高度  $h$  的均方根(rms)值。Ament 理论低估了当粗糙参数大于 0.1 时的 Beard<sup>[3]</sup> 实验数据。Miller, Brown 和 Vegh<sup>[4,5]</sup> 扩展了 Ament 的理论分析,得到粗糙面反射系数的表达式为

$$\rho_r = \rho_0 \exp[-2k^2 \bar{h}^2 \sin^2 \psi] \cdot I_0(k^2 \bar{h}^2 \sin^2 \psi) \quad (8.13)$$

式中,  $I_0(z)$  是 0 阶修正 Bessel 函数。式(8.13)是 Ament 方程乘以  $I_0$  因子, 它适用于粗糙参数小于 0.3 的实验数据。图 8.4 画出了修正后的 Ament 表达式(8.13)和没有修正的表达式, (8.12)和一组实验的  $\rho_r$  数据。

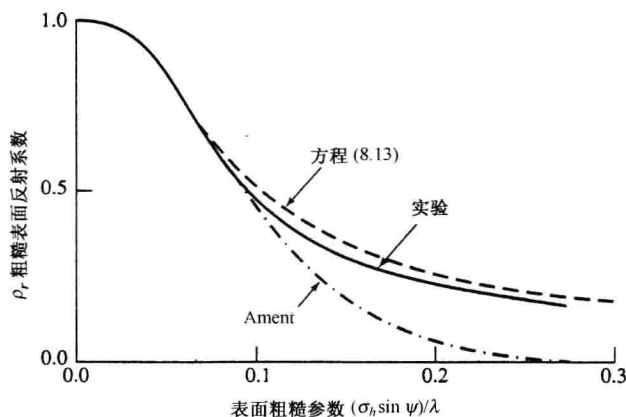


图 8.4 定义为  $\psi_h \sin \psi / \lambda$  的表面粗糙参数的函数的面反射系数  $\rho_r$ ,  $\sigma_h$  为表面高度  $h$  的均方根值,  $\psi$  为掠射角,  $\lambda$  为波长。最上面的曲线为式(8.13)给出的理论表达式, 下面的曲线为 Ament 给出的原式(8.12), 中间曲线为 Beard 的实验数据

上面讨论了散射信号的镜面或相干分量。反射也有漫反射或非相干分量<sup>[6]</sup>, 其相位和幅度是随机的, 产生的散射比镜象反射分量在角度上散得更开。有报道称, 其随着表面粗糙参数呈线性增加, 到达最大值后变平, 然后随粗糙参数的平方根的倒数减小。

表面扩散能量引起天线俯仰面波瓣图分裂, 不仅影响雷达的威力图, 也使测高方法产生严重误差, 降低了低角度跟踪(4.5 节作过讨论)的精度。

表面散射波对雷达覆盖的影响在雷达方程中以传播因子  $F$ <sup>[4]</sup> 表示出, 这里  $F$  定义为

$$F = \frac{E_s}{E_0} \quad (8.14)$$

式中,  $E_s$  是目标处的信号场强(它包括天线波瓣图规一化增益的影响),  $E_0$  为自由空间无损耗全向天线的电场强度, 它与式(8.1)定义的参数  $\eta$  相似, 不同处在于  $F$  包括俯仰覆盖的天线波瓣的影响。传播因子  $F$  被包含在第 2 章给出的雷达方程(2.61)的分子里。

### 8.3 球形地球表面的散射

使用平地石模型对于了解天线覆盖修正的一般特性非常合适。当然地球不是平的, 地球表面对天线覆盖的影响的精确预计必须考虑圆球地表, 这对于接近地平线的低仰角的覆盖特别正确。

由于球形地表使波束发散或加宽, 球形地面的反射系数比平地面的反射系数小。所谓扩散因子描述了散射信号的减小。波束发散意味着反射能量会扩散在一个比平地面的镜面散射更宽的角度区域上。完全平的地面镜面反射的掠射角容易确定, 但球形表面的这个角更难以计算。过去或近似地或用数字计算, 但 Miller 和 Vegh 提出了从球形表面得到掠射角的确定性的方法<sup>[7]</sup>。

文献中存在着必要的信息,曲线图、列线图、用于计算球形地表面存在引起波瓣分裂的计算<sup>[8,9]</sup>雷达威力图,当手算时这会很乏味,特别是在威力图中产生很多瓣时。现在有大减少计算和画威力图工作量的计算机程序,其中最初的一个是由 Lamont Blake 写的。

海上 L 波段雷达的一个计算的水平极化和垂直极化的威力图的例子如图 8.5 所示。这个例子中垂直极化低角度的最大距离相对于水平极化的最大距离仅稍有减小,但垂直极化时 Brewster 角的影响在更高的仰角处在距离减小上可看到。由于多路径产生的分裂的俯仰波瓣的主要后果之一是跟踪飞行于固定高度的飞机将是不连续的。当目标在其中的一个波瓣内时会收到回波,但当其在两瓣之间的零点处时可能检测不到。例如,雷达的覆盖波瓣如图 8.5(a) 所示。飞行在 30 000 英尺固定高度的目标首先在 170 海里距离处被雷达发现,目标在 160 海里处丢失,146 海里处重新出现,136 海里处又一次丢失,依次下去。雷达回波的收到和丢失在自动探测和跟踪系统中会产生问题。在这些系统中,允许轨迹惯性跟踪,而不是当目标暂时丢失时雷达立即放弃跟踪,而当离开威力图凹点目标再次出现时,开始启动新的跟踪轨迹。

如同已经提到的,直接波和面散射波之间的干涉导致俯仰覆盖的最低瓣的峰值出现在比 0 度更高的一个角度上,见式(8.10)平地面的例子。类似地,有圆球地面上最低瓣出现在某个水平线上方的角度上。结果是没有对低高度目标的覆盖。图 8.6(a)是一远距离航线空中交通管制雷达的俯仰覆盖简图,波束分裂细节未画出(有上下两个波束,我们只关心下面的波束)。下波束在水平线上高低角是其半功率点而不是最大值,波瓣分裂(未显示)不明显,但这也减小了低高度的覆盖。雷达最大作用距离约 235 海里。这个距离对空中警戒雷达是好的,注意这个距离发生于 850 000 英尺附近的高度上,这大大高于商用飞机飞行高度。由这个威力图知道,30 000 英尺高度飞行时距离大约为 185 海里,20 000 英尺时为 165 海里。雷达的上述距离可能比飞机飞行在正常高度时被首先探测到的实际距离要大得多。如果远距离低空性能重要,雷达应安置在地面高处,这样其第一瓣的角度会被降低。

雷达威力图的另一个例子是 AN/SPS-49 远程舰载空中警戒雷达,如图 8.6(b)所示。

### 波瓣分裂效应最小化的方法

在很多情况下,由多路径瓣产生的附加距离是令人期望的特性,尽管其零点会导致目标丢失。在其他情况下,不期望有天线波束分裂。当自动跟踪雷达或当目标机动时,需要雷达以高数据率获得信息。减小天线波束分裂效应的一个方法是将波束向上倾斜,使照射地表面的辐射能量减少。因此,很多雷达通常会将波束向上倾斜以使其下面的半功率点位于地平线方向。

多路经零点的位置取决于频率和天线高度。通过改变天线高度(切换不同高度上的雷达天线)或改变雷达频率,使来自于不同高度上的两个或多个天线的雷达数据被合成时,零点可以被填平。高度分集的采用受到需要不同高度的天线和得到多于两种不同高度的困难的限制。频率分集已被证明能有效地填零,并允许连续追踪目标<sup>[11]</sup>,但这种能力需要宽频带。在很多应用中需要宽频带,因为其好处不仅限于填零。

极化分集的雷达使用两种正交极化,例如水平和垂直极化,从原理上说这可以提供填零,但极少被使用。Brewster 角的特性看来限制了其应用。

围绕雷达天线的电子篱笆可以防止辐射能量照射地面,因此可以减少天线波束分裂。因为篱笆很大且昂贵,很少使用;并且其边缘绕射限制了可以达到的地杂波衰减的大小,还会有低目标检测丢失。

二战中使用的地面军用对空警戒雷达,没有用多普勒处理将杂波从移动目标的多普勒频



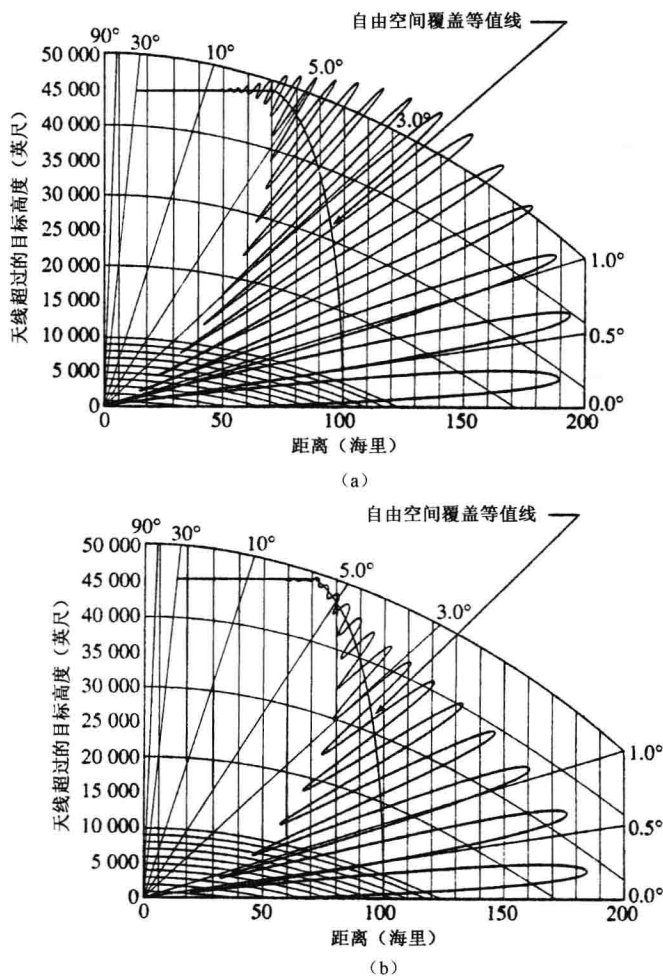


图 8.5 计算的一个垂直面威力图的例子(a)水平极化(b)垂直极化;频率=1300MHz,天线高度=50 英尺,天线垂直波束宽度=12°,波束最大值指向地平面——浪高为 4 英尺的海面,自由空间中雷达的作用距离为 100 海里

移回波中分离出来。由于这个原因,当环境允许时,雷达被放置于有自然遮挡的地方以衰减地面方向的辐射能量。现代军用雷达必须观测低空目标,不能从这种技术受益。

没有什么办法来提高位于第一瓣下方的目标的信号,这就是为什么可能有大自由空间作用距离的地面雷达,对地平线上的低空目标的探测距离还大大减小的原因。

在使用只能测量方位角而不能测量俯仰角的 VHF 雷达时,天线波束分裂效应在第二次世界大战中被很好地利用来获得飞机的高度。最低瓣看到的第一次探测的距离被用作目标高度的指示。这需要好的雷达灵敏度校准和用已知飞机进行校准飞行,以确定飞机高度和第一次探测距离间的关系。这也需要敌方不引进新型飞机,因为新机型的回波信号强度与雷达校准的飞机的信号可能相差很多。尽管有它的限制,这种测高方法在当时也是满足需要的。

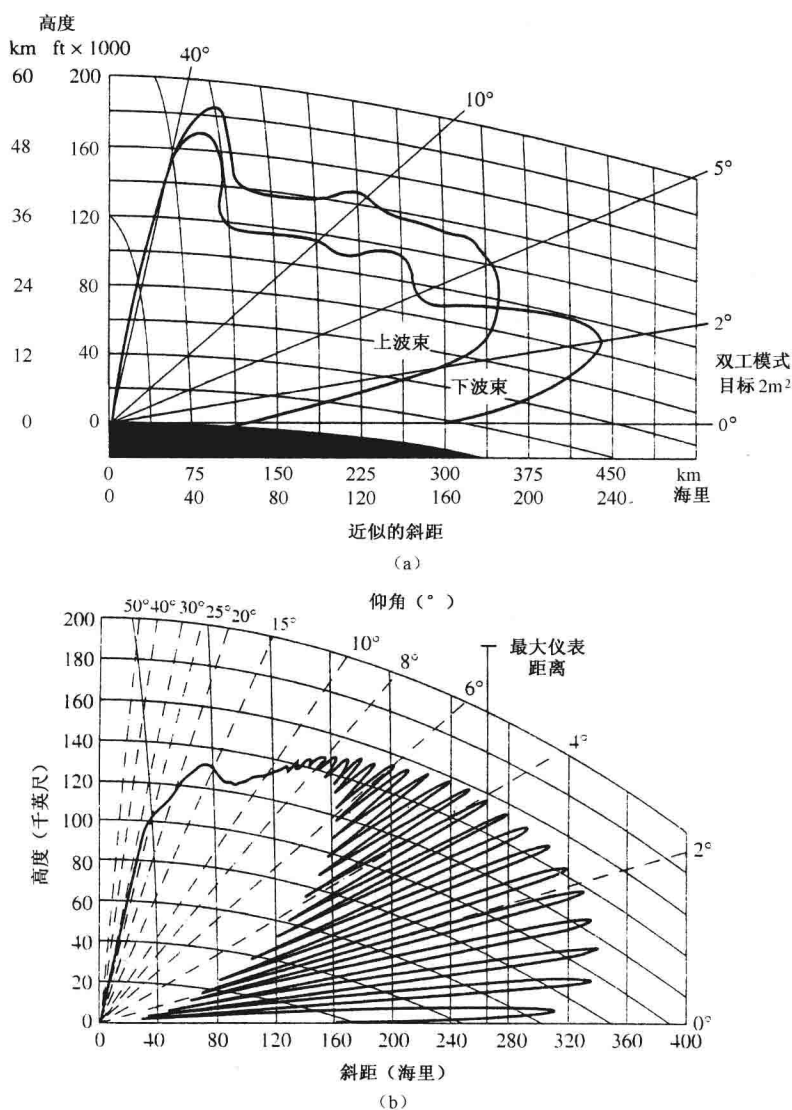


图 8.6 (a) L 波段远距离航迹空中交通管制雷达的垂直威力图,图中显示了在很低角度上的最低波束由于来自地表的多路径引起的减少的距离(摘自 The ARSR-3 Story, 美国马里兰州巴尔的摩,西屋国防与电子系统中心,经 Northrup Grumman 公司提供)。(b) Raytheon AN/SPS-49 雷达计算垂直威力图,远程模式,天线旋转速率为 6 圈/分钟(rpm),0.50 探测概率, $10^{-6}$  虚警概率,Swering Case 1 目标, $1\text{m}^2$  雷达横截面积,3 级海情,天线高度 75 英尺。此雷达工作在 850~942MHz,天线增益为 29dB,平均发射功率 13kW(Vilhem Gregers-Hansen 和 Raytheon 公司提供)

## 8.4 大气折射——标准传播

雷达波在自由空间中以直线传播,但是在地球大气中不是自由空间,大气也不是均匀的,

它引起电磁波弯曲或折射。通常大气折射引起的弯曲的影响是有利的,即它会使雷达视界扩展并增加雷达覆盖超过几何视界的区域。如图 8.7(a)所示。另一方面,大气引起的射线弯曲会产生俯仰角测量误差,如图 8.7(b)所示。

### 折射系数

大气中的雷达波的折射是由于不同高度上传播速度的变化而引起的。折射指数是传播速度的一个度量,定义为自由空间的速度除以具体问题中的媒质的速度,这里为大气(折射指数这个参数是介电常数的平方根,介电常数可能对电子工程师更熟悉)。大气中的传播速度与自由空间中的速度相比差别很小。根据国际电信联盟,中等高度处表面折射指数的平均值为 1.000 315<sup>[12]</sup>(而 Hitney<sup>[13]</sup>给出了 1.000 350 作为地球表面上折射指数的典型值)。除了使用折射指数  $n$ ,更为方便的是使用一个修正参数,称为折射系数  $N$ ,定义为  $N = (n - 1)10^6$ 。因此,折射指数  $n = 1.000\ 315$  对应于折射系数  $N = 315$ 。

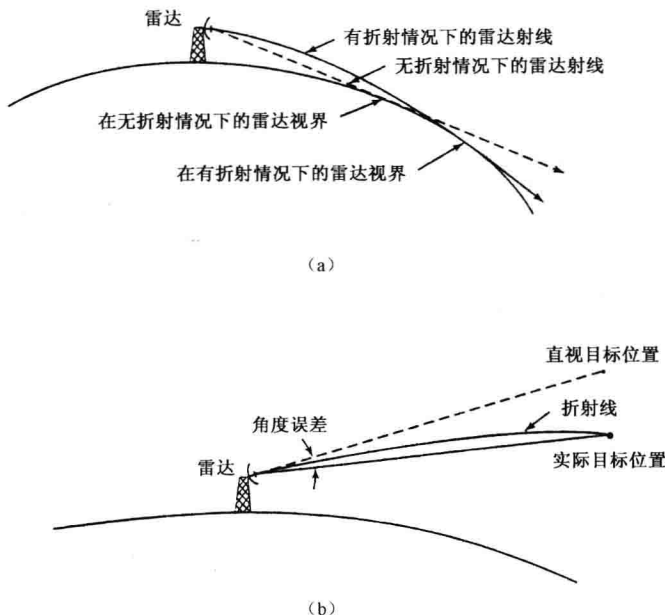


图 8.7 (a)大气引起的雷达射线折射产生的雷达视界的扩展;(b)由大气折射引起的角度误差

在微波频段,空气折射系数  $N$  由经验关系给出<sup>[14,15]</sup>

$$N = (n - 1) \cdot 10^6 = \frac{77.6}{T} \left[ p + \frac{4810e}{T} \right] \quad (8.15)$$

式中  $p$ ——大气压,毫巴(1mm 汞柱=1.3332 毫巴);

$e$ ——水蒸气分压力,毫巴;

$T$ ——绝对温度,K。

大气折射系数取决于气压、温度和水蒸气,其中水蒸气在微波频段最重要。它极大地影响了微波的传播速度。温度变化比气压变化影响更大(在微波领域虽然折射系数一般不是频率的函数,但光频段上的大气折射不同于微波频段,因为其更多地取决于温度而不是水蒸气)。

由于大气压  $p$  和水蒸气常数  $e$  随地表以上的高度迅速减小,但温度减小很慢,折射系数一般随高度减小。 $N$  的减小意味着传播速度随高度增加,导致雷达折射线向下弯曲(大气中雷

达波的折射与光线被光学棱镜弯曲类似),结果使雷达覆盖的增加,如图 8.7(a)所示。某些特定高度上大气折射系数的大小在决定折射对传播的影响时,如折射系数随高度的较小改变不是那么重要,而是折射系数的梯度导致了射线弯曲。

大气折射系数的主要变化发生于垂直维,水平维也有可能变化,但一般较小(特别是在水面上)。这样,雷达传播可视为与方位方向无关,除非雷达作用距离很远。大气中雷达波的路线可用射线跟踪技术画出<sup>[16]</sup>,前提是折射系数随高度的变化已知。

### 有效地球半径

考虑大气折射影响的一个简单方法是,假设折射率的梯度在高度上是常数,至少在大气下部如此。这个假设允许实际地球半径  $a$  ( $a=3440$  海里) 和其不均匀的大气可以被一个不同半径 ( $ka$ ) 的地球和一个均匀的大气所代替,其中雷达波沿直线而不是沿曲线路径传播,如图 8.8 所示。因子  $k$  决定于地球表面的折射系数梯度,由球面几何中的 Snell 定理,地球半径必须乘以  $k$  以画出直线传播路线, $k$  值为

$$k = \frac{1}{1 + a(dn/dh)} \quad (8.16)$$

式中,  $dn/dh$  为折射率随高度的变化率。折射率的垂直梯度通常为负值。折射系数的梯度通常可以从  $-79$  变到  $0N$ , 单位为每千米高度<sup>[12,13]</sup>。美国的  $N$  梯度的长期平均值近似为  $-39N/\text{km}$ , 当  $N$  变为  $n$  并代入上述方程, 我们得到  $k=4/3$ 。采用  $k=4/3$  有效地球半径来考虑一般大气折射很方便而被广泛应用, 但这仅是一个近似, 当需要精确预测时可能得不出正确结果。标准折射系数这个词有时被用来表示  $k=4/3$  的值, 其实折射率随着高度以梯度  $dn/dh = -39 \times 10^{-9}/\text{m}$  均匀减小。

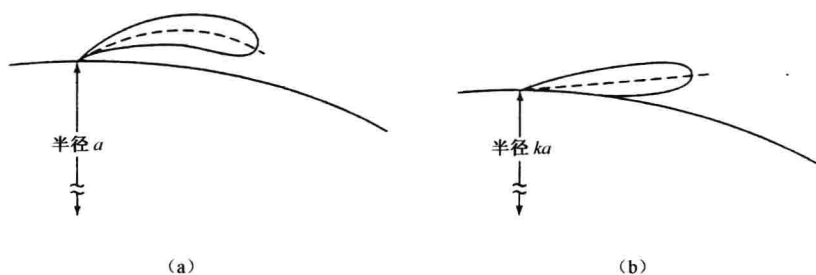


图 8.8 (a) 地球大气折射产生的天线波束弯曲;  
(b) 以半径为  $ka$  的等效地球显示的波束形状

$4/3$  地球半径代表一个平均, 当精度很重要时不能使用。 $k$  的正确值取决于气象条件, 可以通过测量得到。Bean<sup>[17,18]</sup> 声称在美国大陆 2 月份 1 千米高度上测得的  $k$  的平均值变化范围为  $1.25 \sim 1.45$ , 8 月份为  $1.25 \sim 1.90$ 。一般地, 更高的  $k$  值发生于美国南部。

### 到地平线的距离

高度  $h$  处的雷达天线到地平线的距离可以从简单的几何考虑来示出

$$d = \sqrt{2kah} \quad (8.17a)$$

这里  $ka$  为有效地球半径。假设高于地表的高度  $h$  与实际地球半径  $a$  相比很小。对于一个  $4/3a$  的等效地球, 这个关系变为

$$d(\text{海里}) = 1.23\sqrt{h(\text{英尺})} \quad (8.17b)$$

或

$$d(\text{km}) = 4.12\sqrt{h(\text{m})} \quad (8.17c)$$

式(8.17)常用作雷达视线覆盖的一个度量。这可能导致最佳的结果,因为式(8.17)给出的距离  $d$  处的传播损失会很高,后面 8.6 节关于绕射的讨论会提到。由于地平线处的大绕射损失,雷达的实际覆盖比上述简单几何关系给出的要小。尽管如此,式(8.17)还是被广泛使用。然而当知道雷达能够探测低处目标的最大距离很重要时,它应被绕射计算代替。

### 折射系数的指数模型

使用有效地球半径模型的一个限制是折射梯度  $dn/dh$  不随高度呈线性变化,但可更好地用指数模型近似,特别是在 1km 高度以上的对流层中。折射系数随高度呈指数减小为

$$N = N_s \exp(-h/H_s) \quad (8.18)$$

式中:  $N_s$ ——地球表面上的折射系数;

$h$ ——高于海平面的高度,单位为 km;

$H_s$ ——定标高度,单位为 km。

在中纬度上,  $N_s$  的平均值据说为 315,  $H_s$  的平均值为 7.35km<sup>[19]</sup>。其他值也被提出过。

用来画出基于式(8.18)的指数折射系数模型的天线覆盖波瓣图的距离-高度-角度图的一个例子见图 8.9<sup>[20]</sup> (Lamont Blake)。表面折射系数  $N_s$  为 313, 定标高度  $H_s$  为 6.95km。在这类图中,一般用英尺为单位画高度,以海里为单位画作用距离。

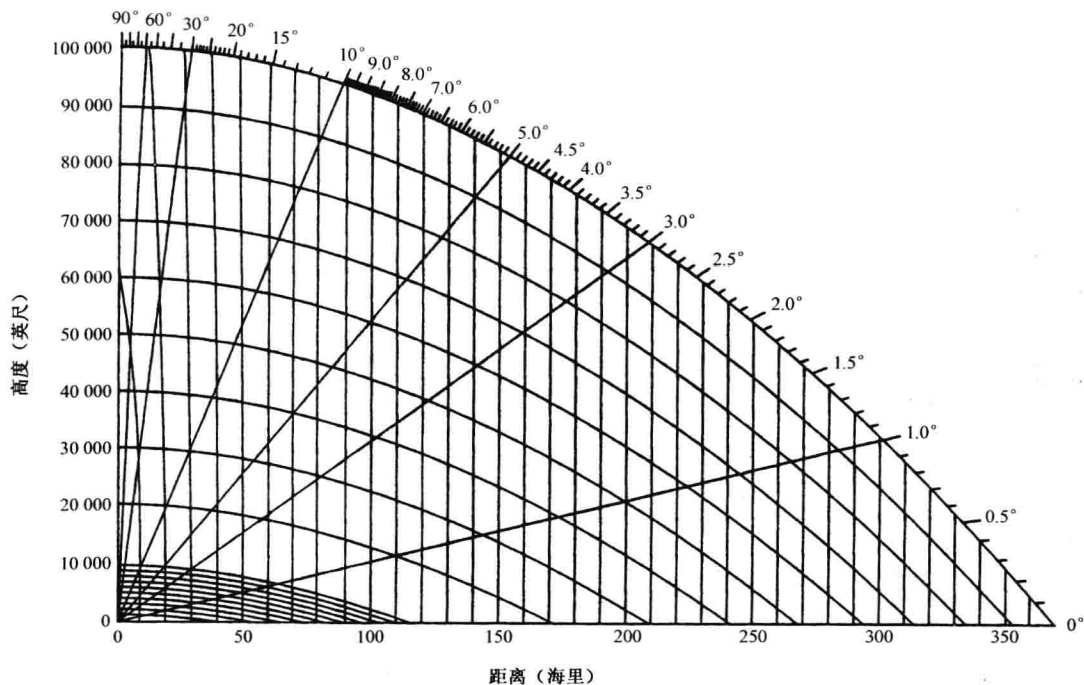


图 8.9 用以画出天线覆盖的雷达距离-高度-角度图,基于  $N_s = 313$  的折射指数模型(摘自 Lamont Blake 著 Radar Handbook<sup>[20]</sup>)

距离-高度-角度图通常是基于地平面上的天线。当雷达天线升高,如其在一座高山上或是执行空中预警(AEW)的雷达,这些图必须修正。图 8.10 是 W. G. Tank<sup>[2]</sup> 给出的 30 000 英

尺高,在美国标准大气条件下的雷达的一个例子。这可以被当成一个列线图,用以通过首先选择雷达高度(此例中为 30 000 英尺)来确定到达角度,然后从雷达位置到目标点画一条直线。到达角度在图形边缘的角刻度上示出。当天线不与地面水平时,画距离-高度-角度图的一个稍微不同的方法由 Bauer<sup>[22]</sup> 基于 CRPL(美国中央无线电波传播实验室)指数大气环境提出。

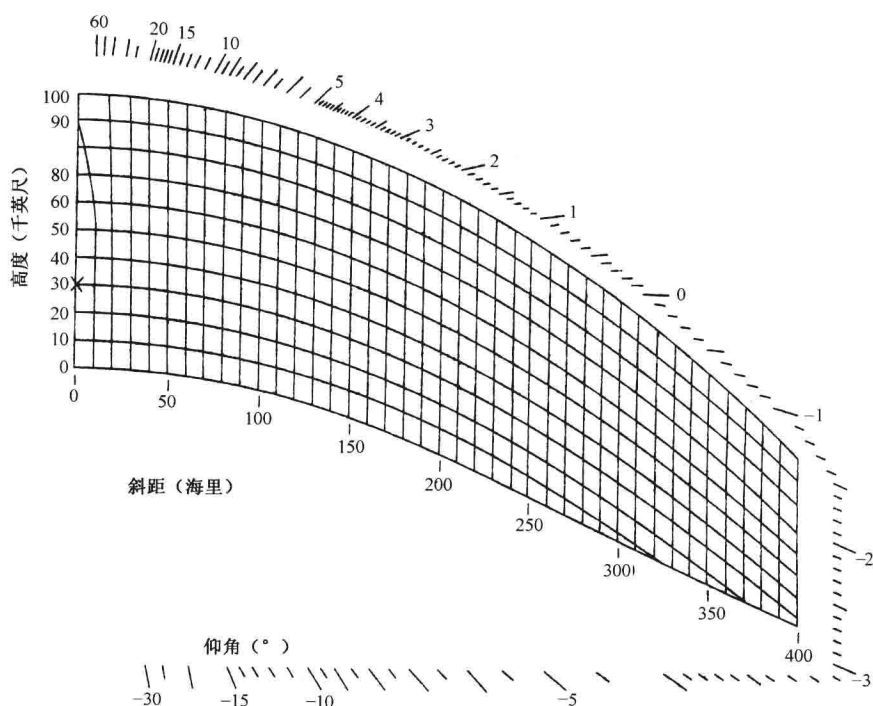


图 8.10 雷达距离-高度-角度图,当天线位于 30 000 英尺高度,且为春季或秋季北纬 45° 美国标准大气,由 W. G. Tank 得出<sup>[21]</sup>(经 Artech House, Inc. Norwood, MA 许可转载, [www.artechhouse.com](http://www.artechhouse.com))

### 标准大气

美国标准大气为大气温度的、气压和密度的一个假想垂直分布。由于国际协议和历史原因,它大致代表整个一年中等纬度(北纬 45°)条件<sup>[23,24]</sup>。在微波频率必须加上一个高度函数的湿度模型,它产生一个折射系数  $N=316\exp(-Z/26.5)$ ,对  $Z \leq 25$ ,这里  $Z$  为以千英尺为单位的高度。

### 折射产生的雷达测量误差

如图 8.7(b)所示,折射引起雷达射线弯曲,并且产生一个不同于真实高度的视在的目标高度。由 Shannon<sup>[25]</sup> 计算的为高度和俯仰角函数的角度误差的例子见图 8.11,他假设  $N_s=313$ ,  $H_s=7\text{km}$ 。在 40 000 英尺高度和 3° 俯仰角处,角度误差为 2.67mrad(17.45mrad 等于 1°)。

当需要精确测量时,应对雷达数据修正,以得到准确的俯仰角、目标高度和作用距离<sup>[26]</sup>。为确定折射的影响,经常表面上的观察就足够,但也有过折射系数随高度变化的不是如此简单的情形(如下节讨论的大气波导情况)。在这些情况中,折射系数随高度的变化必须测量,然后用射线追踪法确定测量误差。

即使没有大气波导或其他非线性折射剖面,误差也可以很大。用  $4/3$  地球半径和指数模型得到的高度比较,可从 Brown<sup>[27]</sup> 处得到 (Murrow<sup>[28]</sup> 重复做过)。例如,  $N_s=315$  的 100 海里处,当俯仰角为  $0.5^\circ$  时,指数模型比  $4/3$  地球半径模型的预计高 200 英尺以上;当俯仰角为  $2.0^\circ$  时,与  $4/3$  地球半径模型相比高 500 英尺以上。在 100 海里同样距离,俯仰角为  $2.0^\circ$  处,当  $N_s=370$  时,指数模型给出 2.32 千英尺误差;当  $N_s=280$  时有 1.38 千英尺误差。由于必须高精确了解大气折射的知识,从而限制了确定目标高度的精度,这就是过去需要精确高度测量时不使用雷达的原因。

在确定能够多好地预计折射影响的测量中,一部 AN/FPS-16 跟踪雷达在 Arizona 州 Fort Huachuca<sup>[29]</sup> 美国军队电子试验基地被对照摄影经纬仪进行了精度检查。AN/FPS-16 是一部高精度跟踪器,其方位和俯仰角机械和电测量均方根误差为  $\pm 0.1 \text{ mrad}$ ,距离误差为  $\pm 15$  英尺。在 40 海里处,此雷达的三维均方根精度为  $\pm 33$  英尺。在 40 海里和俯仰角为  $0.7^\circ \sim 2.8^\circ$  的飞行上作了位置测量,发现在  $2.5^\circ$  俯仰角上均方根俯仰误差等于雷达的固有  $\pm 0.1$  毫弧度精度;高于  $2.5^\circ$ ,预计俯仰误差比固有精度小;低于  $2.5^\circ$ ,折射引起的角度误差比固有雷达精度大。

在大气传播过程中还有一个附加时间延迟,它导致作用距离误差。Shannon 计算了角度误差同样条件下的距离误差,如图 8.11 所示。在 40 000 英尺、俯仰角为  $3^\circ$  处,距离误差为 97.5 英尺。Shannon 的图形被 Nathanson<sup>[30]</sup> 重新登载过。

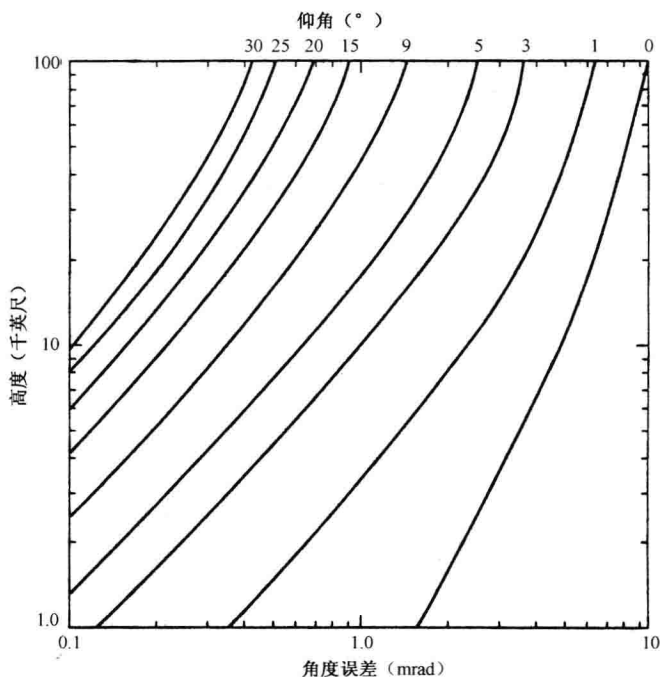


图 8.11 对标准大气下作为仰角和目标高度(纵坐标)函数,计算的由大气折射引起的角误差(横坐标)

折射产生的距离误差校正由 G. Robert Shaw<sup>[31]</sup> 提出,见表达式

$$R_e \approx 0.42 + 0.0577 R_t \left( \frac{N_s}{h} \right)^{1/2} \quad (8.19)$$



式中

$R_c$ ——距离校正, m;

$R_r$ ——雷达作用距离, km;

$N_s$ ——以  $N$  为单位的表面折射系数;

$h$ ——雷达高度, 千英尺。

此表达式由射线追踪计算推导得出, 雷达高度为 1.5 万英尺、3.5 万英尺和 6.5 万英尺, 其基于三年时间里在德国两个地方、沙特阿拉伯一个地方和韩国一个地方的三个月的大气测量数据汇总。据说这个式子有“可容忍的精确度损失但极其简单的优点”, 且“将为机载雷达提供适当的距离校正”。

### 折射系数的测量

有两种基本方法来确定大气的折射剖面: 一个是无线电探空仪或等效物, 另一个是折射计。

**无线电探空仪** 大气折射剖面可以通过使用式(8.15)给出的经验关系获得, 此方程使折射系数与大气特性相等。三个测量——水蒸气压力(湿度)、大气压力和温度可以由发射到大气中的气球上的传统天气观测设备得到。这种装置称为无线电探空仪。通过该装置每天在全世界范围内进行定期数据探测。然而, 通过这种无线电探空仪所测得的气象数据的准确性没有雷达传播预测要求的高。而且, 其对温度、压力和湿度的测量是连续的抽样值而不是瞬时的, 每一次观测的采样间隔在高度上近似为 100m。这对于气象观测来说或许可以令人满意, 但有时无线电探空仪也可能因此无法探测到折射的突然变化, 而这种折射突变也正是引起地表大气层非标准传播条件的特征之一。

**直升机探测**<sup>[32]</sup> 除了在高度上有比期望差的分辨率外, 传统的气球载无线电探空仪只作一次垂直面飞行而仅仅测得一个垂直剖面。在气球的飞行过程中, 风力可以使其飞过一段较为可观的水平距离, 因此其探测结果或许并不表示真正的垂直剖面。另外, 从传统的舰船上发射出去的无线电探空仪所测得的结果也可能被舰船引起的小气候所污染。一种探测非标准传播条件下低大气层的更好方法是将探测装置搭载在直升机上。直升机同时可以提供诸如水蒸气、压力、温度作为距离与海拔高度的函数。约翰逊霍普金斯大学应用物理实验室(APL)装备了一架探测直升机。这种直升机装备了比气象探测仪所有的更精确的气象传感器, 以几乎实时的方式获得空气折射系数。所有三种气象测量都有 0.5 秒的数据率。海拔高度可以从 0~1000 米每间隔 0.3 米的分辨率确定。测量结果被输入计算机, 经计算, 可以绘出一幅连续实时更新的折射系数——高度图。直升机的空速在 30m/s 以上, 直升机以 1.5~3m/s 的速度上升或下降进行探测高。

**小型火箭探测**<sup>[32]</sup> 用来确定折射剖面的气象测量可以通过一种简单的低成本的一次性火箭测得。当外部条件采用直升机的方法不实际或不方便时, 可以采用火箭。APL 研制并应用的这种火箭探空仪携带着 453g 的测量装置升到 150~800m 的高度, 并在此高度用直径约 1m 的降落伞释放所携带的装备, 从而可以以 2m 的垂直高度分辨率测得数据, 并将这些数据遥控回地面。

**折射计** 利用气象测量数据, 间接地推测大气折射系数的另一种方法是使用更精确且响应更灵敏的微波折射仪。这种设备通过比较两个独立微波腔的谐振频率直接测量折射指数(或其平方即介电常数)。微波腔的谐振频率依赖于腔的尺寸与容积, 一个腔开有通口以对大气进行抽样, 另一个严格地密封作为参考。两个腔有着相同的微波源, 该源在频率上不断地进行扫描。抽样与参考腔的谐振频率的差是折射指数的度量。微波折射计在精度上要比基于式(8.15)的间接测量精确得多, 可以测量到低于 0.1N 单位的折射系数变化。当用它来确定未

定均值的变化时,它有一个允许检测率在 100Hz 以上的时间常数<sup>[33]</sup>。尽管折射计可以提供极好的折射系数测量数据,但它并不一定适合于所有应用情况,因为它需要飞机和直升机的协助。一般情况下一次使用的如无线电探空仪或火箭探空仪成本太高。

## 8.5 非标准传播

前一节介绍了标准和正常折射条件对雷达传播的影响。但折射的影响要比用标准指数模型描绘所得的复杂得多,并且这种影响可以导致雷达传播的显著变化。这种条件称为异常或非标准传播。大体地总结一下,当非标准传播条件产生时,用来测量低高度或地面目标的地面雷达最大作用距离可以延伸 2 倍到 5 倍,这是与均匀大气相比而言的。

当随高度变化的折射梯度  $dN/dh$  介于  $0 \sim -79N$  单位/千米高度时产生的是正常折射(前面已经说过,在美国大陆梯度长期均值约为  $-39N/km$ )。当梯度为  $-157N/km$  时,按式(8.16)所给出的有效地球半径将是无限大。初始水平的射线将随地球曲率而弯曲。在这一条件下,雷达作用距离将显著增加超出雷达水平线外的区域也可以探测到。而折射梯度介于  $-79 \sim -157N/km$  时会产生称为超折射的现象。当梯度超过  $-157N/km$  时,传播射线曲率超过地球曲率,从而形成可以俘获雷达波能量的大气波导。大气波导内的俘获能量可以使传播距离大大超过正常的视界。

如果折射梯度不像通常的那样随高度的增加而减少,而是随高度的增加而增加,传播射线将向上弯曲;相应地,雷达作用距离也将比正常条件下减少。我们称这种现象为亚折射。虽然这种现象极为少见,但一旦出现,其后果将极其严重。它也被怀疑是用海用雷达时造成海难的罪魁祸首。除了正常情况外,以上任一传播条件都可以称为非标准传播或不规则传播。表 8.1 总结了这些折射条件。

表 8.1 折射传播条件总结

折 射 条 件	梯度: $N$ 单位/千米
亚折射	正梯度
无折射(均匀大气)	0
标准折射(4/3 地球半径)	-39
正常折射	$0 \sim -79$
超折射	$-79 \sim -157$
俘获或大气波导	$-157 \sim -\infty$

这里将简单描述三大类大气波导:即出现在海洋表面的蒸发波导、表面基波导以及升高的波导。后两种波导在水面和陆地上都可以产生。为使能量能在波导内传播,射线与波导之间的角度应当小一点,通常小于  $1.5^\circ$ 。因此,只有那些近乎平行于波导发射的射线才被俘获。

### 蒸发波导

海洋环境,标准折射条件一般很难出现,出现的通常是一些非标准条件下的几种传播形式。在海洋和其他一些大范围水体上最常出现的不规则传播就是蒸发波导。它常存在于水体表面,相对来讲是一种较为常见的现象。与海洋表层相接触的大气经常饱和了水蒸气,以至其

相对湿度接近 100%。而在海洋上方的几米处水蒸气通常是不饱和的,从而湿度也将从饱和和下降到通常海面高空气象条件下的值。水蒸气的迅速减少导致折射系数的快速下降,进而形成俘获雷达能量的低卧波导,因此其传播也就贴近于海平面。这种波导可使雷达的近海平面探测距离,大大超出自由空间中的距离。

**波导高度** 这里用来表征蒸发波导的“高度”,并不是天线必须放在下面的高度以获得远的传播。更多意义上是波导的强度的一种度量。典型的蒸发波导高度近似介于 6~30m,但也会随地理环境,季节,白天、晚上及风力而变化。在这些影响波导强度的因素中,风速看来特别重要。用 X 和 S 波段的雷达对远离安提瓜岛东海岸的大西洋信风区进行一系列实验观察发现,风速是仅有的与波导内的衰减率有关的气象因素<sup>[36]</sup>。介于 8~15kt 的风速会产生适当强度的低高度波导。20~30kt 的风速可以产生较大的波导高度。根据气象预测来说,这种情况下波导强度较弱。然而,波导中的衰减却随风速的增加而减少。呼啸而过的暴风与大雨对波导并没有什么影响,也不减少传播信号的强度。波导高度从 20ft 到 50ft 不等,且在实验中发现几乎全天候存在。

用标准无线电探空仪或折射计并不能轻易地测定蒸发波导的高度,但可以从气象测量数据的理论模型中推测得到。Hojeske<sup>[37,38]</sup>给出了这个模型,Paulus<sup>[39]</sup>对之进行了修正。这个模型利用了海面温度,大气温度,相对湿度以及风速等参数。后三种参数一般在指定的参考高度(6m)获得<sup>[38,40]</sup>。表 8.2 采用国家气象数据中心<sup>[41]</sup>的 15 年部分数据进行计算,得出全球不同区域的平均波导高度。图 8.12 利用表 8.2 中的三个区域以及世界范围内波导平均高度绘出了直方图。(原始图见参考文献 41 图示高度以每 2 米增量增加,这里给出的是平滑曲线。)

利用 Jeske-Paulus 模型预测的蒸发波导高度与雷达传播实际观测的结果并不总是一致的。部分原因可能是由于在海上进行气象观测的难度较大,参数精确度不够。同时这个理论以及作为预测的基础的简化的假设,并不能在所有条件下都能用,特别是在预测较高波导高度时。蒸发波导的特性比简单模型能够考虑的更要复杂多变。

Babin、Young 和 Caton 提出一种改进的确定蒸发波导高度的方法,他们称为模型 A<sup>[42]</sup>。与 Jeske-Paulus 模型当初建立时不同的是,他们利用台式计算机的高速运算性能以消除他们初始所作的部分假设,加进更多的大气边界层的物理条件,同时减少应用经验关系。这个模型不仅提供更为精确的波导高度,同时可以通过用来获取气象数据的传感器的精度给出波导高度的标准偏差。

表 8.2 计算的蒸发波导平均高度

地 区	平均波导高度(m)
北大西洋	5.3
加拿大区大西洋	5.8
东大西洋	7.4
北太平洋	7.8
地中海	11.8
西大西洋	14.1
波斯湾	14.7
印度洋	15.9
赤道	15.9
世界平均	13.1

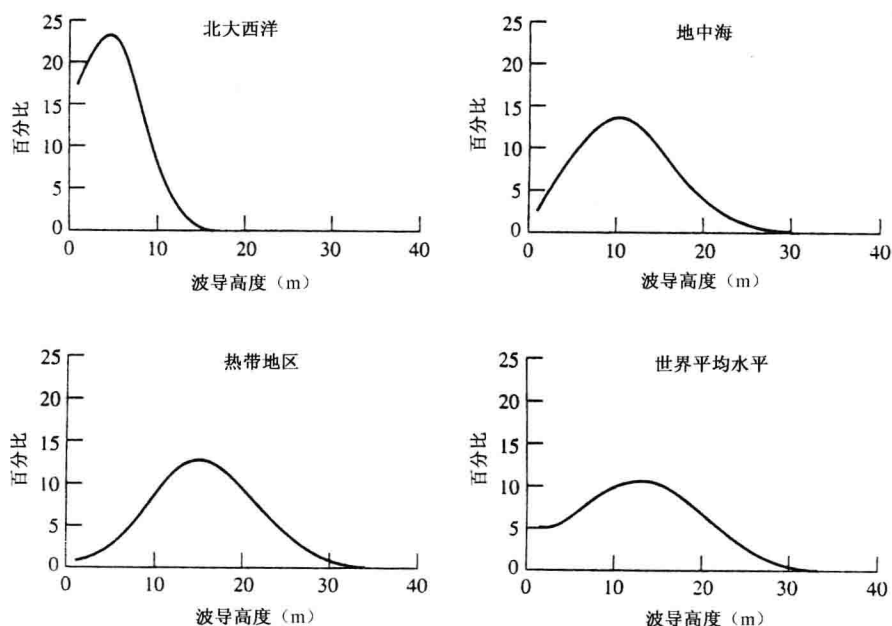


图 8.12 由 Hitney 等人给出的世界上三个地区以及世界范围平均值的蒸发波导高度统计值的示例,它是基于过去的平均气象测量计算出来的。

**频率依从关系** 波导越厚,所能传播的频率越低,但存在着一个极限。蒸发波导的最低传播频率限制在大约 3GHz 左右。蒸发波导传播的一种近似模型是这样一根波导,它的底部是海面,顶部是漏的。这样,在这种漏波导内的传播有一个低频的截止频率。

Hitney<sup>[13]</sup> 给出已知高度的波导可以俘获的最低频率的参考数据:3GHz 频率需要至少 25m 的波导高度;7GHz 需要 14m;10GHz,10m;18GHz,6m。随着频率的增加,传播损耗也随之增加。这是由于波导内的高浓度水蒸气,以及海面的起伏不平所造成的衰减引起的。因此,Hitney 建议波导传播的最适合频率为 18GHz,但已经观测到 94GHz 有意义的波导内传播。通过沿南加利福尼亚海岸距离为 40.6km 的海平面上,94GHz 的波导实验发现,波导传播的平均损失比没有波导(即在标准气候下)的损失少 60dB。

**多模传播** 如果波导高度足够高,可以存在几种传播模式(一种模式就是一种电磁场分布结构,类似于常规波导中的传播模式)。多传播模式有两种后果:(1)信号强度在波导中的变化不均匀,(2)存在着一个以上的天线高度适合于低损耗传播。在正常的均匀或标准大气中的传播损耗随天线高度的增加而减少,天线越高越好。另一方面,在蒸发波导中如果仅有一种传播模式,在波导内的损失将随高度增加而增加。在低位置天线的情况下传播较好。在能支持多模传播的波导高度上,可以存在一种以上的天线高度支持低损耗传播。在一种特别的 X 波段实验中,最小的衰减出现在 2m 的天线高度上<sup>[36]</sup>;天线高度增加时损耗增大,在 10m 处损耗达到最大。天线进一步增高时衰减随之减少,直到又一最小值在 20m 处获得,20m 以后衰减又增大(至少持续到 30m 高)。在舰船上,出于海浪的冲击考虑,设立海面上 2m 的雷达天线以获得波导传播的好处并不实际。在这种特殊情况下,取而代之的是用 20m 的高度。在此高度上损耗稍微大一些,换来的是天线架设的方便。这种值只适用于特定时间和特定地点。在大多

数舰船上,人们并不希望不断地变换天线高度以获取在波导内的最大传播。这个例子说明,用固定高度天线的方法是一种比较合适的折中方案,这要比采用较低天线而可能要被海浪摧毁强得多。

波导传播的理论模型确认了以上实验观察到的一般特性<sup>[44]</sup>。每种波导的传播模式都有一种特殊的电场强度结构。当多种模式同时出现时,每种模式的场强可能对其他模式的场强有加强或削弱作用。因此,沿着或横过波导的场强分布可能并不均匀,这种不均将会导致雷达回波信号强度发生变化。当在波导内多模传播存在时,理论上也预测了相当可观的信号强度的变化,称之为衰落。这是由于多种模式之间的相互干扰引起的,衰落可以达到 20dB。实验表明衰落强度依赖于雷达和目标的高度。对厘米波来说,衰落出现在 2~3 英里的间隔上。由于对高度的强依赖性,可以通过设置一个以上的天线以降低威力图凹口的负面影响。将这些天线分布在不同的高度上以提供高度分集。如果频率分得比较开的话,频率分集也可以降低这种威力图凹口的负面影响。

**地平线以内或靠近地平线波导** 以上介绍的是超出地平线以外的波导传播。在地平线以内,波导的折射效应可以导致改变正常的波束分裂。这种波束分裂是由在 8.2 节讨论过的直接射线和经表面反射的射线相互干涉引起的<sup>[45]</sup>。在波导中,直接射线与经过反射以后的射线之间的相对相位是不同的,聚焦<sup>[46]</sup>可以改变两种射线的相对幅度。通过大气聚焦甚至可能使地面反射的射线幅度有时超过直射射线。波导对视线传播的影响是降低了最低波瓣的角度,使其靠近地平线。

虽然与没有波导相比,蒸发波导可使地平线以外范围的信号强度显著增强,但在地平线上或近地平线区域蒸发波导却会导致信号强度的衰弱。图 8.13 中传播损失是 X 波段雷达的作用距离函数(传播损失定义为假设天线方向增益归一化后的发射与接收功率比)<sup>[47]</sup>。与没有波导相比,波导的存在使远距离外的信号增强,但在第一波瓣处却降低了信号强度(16m 波导大约为 10dB),并且还会使第一零点比没有波导偏移较大距离。这也确认了前面章节所说的蒸发波导可以使最低波瓣降低的情况。

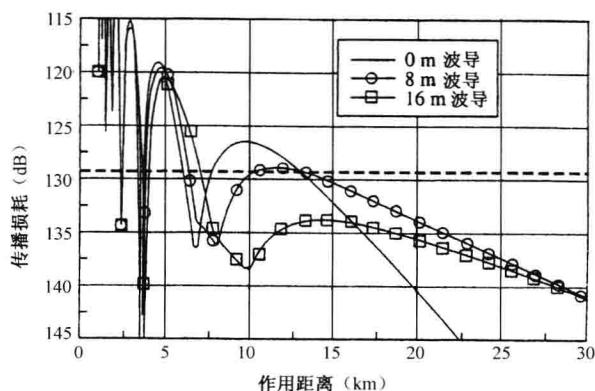


图 8.13 作为作用距离函数的雷达和目标间的传播损失,X 波段雷达位于海面上 23.5 米且有一个高于海面 4.9 米的点目标。雷达有一个 7.5km 的自由空间作用距离。水平虚线表示此雷达的检测门限,“0 米波导”对应于标准大气(摘自 Anderson<sup>[47]</sup>,1995 IEEE 版权)

### 表面基波导<sup>[48,49]</sup>

表面基波导的底部是地球表面。按照俘获层与地表之间的关系,如此波导可以分为三种类型。上面讨论的蒸发波导就是其中的一种。常将蒸发波导单独付诸讨论(这里就是),因为其特性独特并且在世界范围内具有永久性的特性<sup>[38]</sup>。第二种是升高的俘获层产生的表面基波导。第三种是由面基俘获层产生的表面波导。因为第一种已经探讨过,所以在这一小节里我们只讨论后两种。

当大气上层相对于地表上的大气超乎寻常地温热和干燥时,就会形成表面基波导。有好几种气象条件都可导致这种波导的形成。在陆地上晴朗的夜晚,特别是夏天当地面较为潮湿时,地表所辐射的热量就会形成表面基波导。地球散发热量,其表面温度也将下降,但在上层大气中温度并没有多大的变化<sup>[50]</sup>。这就引起了在地表处的温度倒置,并且随着高度的增加,湿度将急剧下降。因此在陆地上,在夜里形成波导的现象最显著,在白天最热的时候波导将会消失。

另一种形成表面基波导的原因是干燥热空气的流动(平流),并且这种流动从地面经过一个较冷的水体。这样的例子就存在于南加利福尼亚的 Santa Ana 风、以及南地中海的热风和波斯湾的夏马风的水平对流<sup>[38]</sup>。干热的空气吹过温度较低的洋面时大气底层的温度也将随之降低,从而产生温度倒置。同时从洋面湿气的湿气在该大气中产生一个湿度梯度,就此形成表面基波导。这种波导往往存在于大陆块边缘的下风处。它既可以在白天也可以在夜里出现(最可能出现于下午或傍晚,此时温热的大气飘向海洋上空),这种波导可以在海洋上空延伸几百公里,并且可以持续较长一段时间(通常是几天)。

表面基波导的高度一般不会超过几百米。在表面基波导中的传播对频率相对不灵感,但远距离的传播可在频率超过 100MHz 时发生。也曾报道过波导传播的频率可以低到 20MHz<sup>[51]</sup>。许多报道的关于远距离的雷达探测都应归因于存在着这种波导。一个典型的例子就是常被引用的二战期间印度孟买的 200MHz 雷达对印度洋的探测。这部雷达坐落于 225ft 海拔处,在炎热的天气里经常能够探测到从 1000~1500 英里处的阿拉伯地区的回波,探测到 200 英里以外的船只也极为寻常。曾经报道过 700 英里以外的目标也被探测过。形成对比的是,在传播条件比较正常干燥的季风季节,雷达仅能探测到 20 英里远处的船只。

图 8.14 给出了表面基波导的效果。这幅图是在 50nmi 距离处垂直平面内的双程传播因子(纵坐标),横坐标是海拔高度。雷达工作频率是 900MHz,天线高度为 85ft。虚线表示标准气候下所计算出的传播因子(按式(8.10)由多径引起的最低波瓣的峰值预测为  $0.18^\circ$ ,第二波瓣的峰值为  $0.55^\circ$ ),实线是在非标准气候条件下计算所得。该气候的折射剖面数据是在波斯湾的八月份某一天中午测得的,波导高度达到 700~800ft。与没有波导时标准大气环境中的相比,在波导高度以下的信号强度大大增加。在低海拔高度处的能量的增加伴随  $0.5^\circ$  以下的最低瓣能量的降低,存在波导时最低波瓣双程雷达信号的最大值降低大约 10dB<sup>[52]</sup>。

暴风雨中的向下扩散气流也可形成表面基波导<sup>[50]</sup>。从雷暴底部扩散出去的温度较低的大气在最低的几千英尺处形成温度倒置。湿度梯度也适合于形成波导。虽然雷暴形成波导的频率不像其他波导方式那样频繁,但它可以用来检验暴风雨的存在。雷达操作员可以通过仔细观察显示屏上突然增加的地面回波数量和距离来确定风暴的存在。适合于形成雷暴波导的条件或许可以持续一个半小时到几个小时。

### 升高的波导<sup>[38]</sup>

升高波导的底部位于地表上空。它可以出现在海洋中部高压团与赤道间的信风区域。



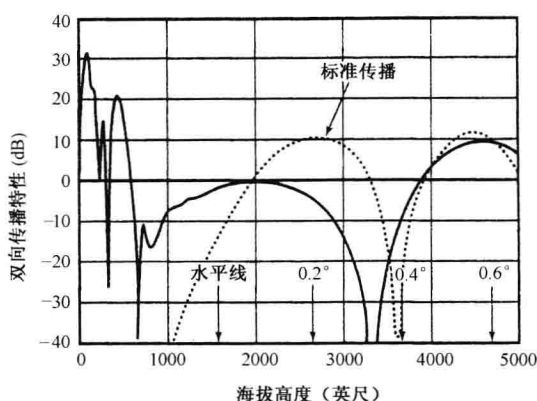


图 8.14 实线为高于海面(ASL)高度函数的一个基于表面基波导的双程传播因子,它是在中东 8 月份的一天中午,作用距离 50 海里处测量的。虚线表示标准大气压时计算出的传播因子。(John Walters and Vilhelm Gregers Hansen, NRL Radar Division 提供)

半永久性高压的区域大致位于北纬  $30^\circ$  到南纬  $30^\circ$  之间的海洋上。这些高压区域与赤道之间的地区就称作信风区。现已对两种这样的信风区进行了研究,它们位于巴西和 Ascension 岛屿之间和南加利福尼亚与夏威夷区域之间<sup>[54]</sup>。在高压区域,位于高海拔的气团缓缓下沉与低处流向赤道的海上气流相遇。气团从高处下沉往往会使大气压缩进而使大气绝热加热及湿度减少。这会导致温暖空气,干热空气升到湿冷气流上方形成温度倒置(即温度升高导致折射系数随高度的降低),从而在海洋边界面顶部的温度倒置的交界面上形成较强的波导。

有些情况下,在温度倒置底部可以形成云层。于是波导高度可以通过被温度倒置区紧压的云层顶部高度来识别<sup>[55]</sup>。如果温度倒置区出现在形成的云层下方,可以观测到温度倒置区下方有一薄雾层。

信风区波导的高度从热带海洋东部的几百米到西端的几千米不等。因此,其高度从东部到西部渐渐地走高。在南加利福尼亚海岸上空,40%的时间可以发现升高波导,其平均最大高度的 600m 而在波斯海岸东部到日本海岸有 10% 时会发生升高波导,其平均最大高度为 1500 米<sup>[38]</sup>。升高波导的厚度分布在 0~几百米之间。低到 100MHz 的频率可以在较厚的升高波导中传播。因为升高波导是由气象条件产生的,因此也就随季节与日期变化。也就是说升高波导却可以引起至少 1/3 海洋区域的每年大部分时间的强持久异常传播。

射线光学理论揭示雷达天线与目标必须都在波导内,以获取波导提供的低传播损耗。实际上,这一条件不是必不可少的。增强传播可以出现在雷达与(或)目标在波导(由经典波导厚度确定)外边。其原因极可能是由于过分简单地将波导模型限制为一个光滑表面引起的。波导的上下边界都可以是不规则的,允许部分能量“泄露”或可以将能量散射入或散射出波导。有报道<sup>[56]</sup>称,强蒸发波导(高度低于 100ft)和升高波导(在 2000ft)同时存在时可以导致 3GHz 信号强度在地平线外上空 3000ft 处显著增强,这比蒸发波导的高度高一个量级。

升高波导在信风区的远距离传播能力通过国家实验室装备的飞机飞行得到证明。这次飞行从加利福尼亚的圣地亚哥到夏威夷的瓦胡岛。与其说这是雷达实验,不如说是一次通信实验。频率为 220MHz 的信号从位于圣地亚哥的 800ft 高的天线上发射出去,发射天线在波导之内。信号可在整个飞行路径上被飞机所接收,即使飞机降落到夏威夷以后信号也可以被接



收到<sup>[54]</sup>。在所进行的14次实验中,仅出现一次这样的远距离。同对流层散射传播相比,在这些实验中距离都有了显著的增加。

升高波导形成所必须的气象条件与表面基波导的气象条件极其相似。在适当条件下,这两种波导可以互相转化<sup>[38]</sup>。虽然当目标与雷达在波导内的位置适当可以产生增强传播,但与标准大气条件下相比,仍有可能获得较少或没有在波导上方或下方的传播。这种由于波导产生的覆盖上的损失称为雷达空洞。

### 亚折射

折射梯度有时会使电磁射线向上弯曲,而不是向下。与标准折射条件相比<sup>[57]</sup>,这种弯曲会使作用距离减少。这种现象称为亚折射或亚标准传播。当折射指数随高度增加而增加,而不是像正常传播条件下随高度减少时就会产生这种亚折射现象。当湿热空气吹过冰冷的海洋表面或吹过洋面上的冷气团时也会产生亚折射。

Brookner等人<sup>[58]</sup>曾报道过亚折射对雷达性能影响的例子。一部S波段的海用雷达位于特拉华与新泽西之间的海湾入口处。雷达由特拉华海口与河道飞行联合会人员操纵。据说在特拉华海湾处亚折射现象常年存在。雷达一般可以探测到20海里处的感兴趣的船只,但当亚折射现象出现时探测距离将减少到10海里,相对于自由空间传播单程损失超过20dB。这种情况可以持续好几个小时然后回归正常。亚折射导致地球的有效半径将比地球的实际半径小,可能达到实际地球半径的一半。有些亚折射条件可以产生跳跃区域。例如,一艘来的舰船最先是在20海里处被检测到,但从12海里处将会消失,一直到离雷达6~8海里处再次出现在雷达屏幕上。将雷达天线放得高一些可以减少亚折射的影响,但频率分集对减轻亚折射现象很少有效果。

有些情况下大雾可以导致亚折射。当大雾出现时,空气中的部分水分从气态变为液态,但总水量保持不变。同气态的水气相比,液态水对折射指数的影响要小得多。在洋面上形成的雾气导致水蒸气量减少,相应地在这一雾区折射系数也将降低。结果就是雷达射线向上弯曲,探测距离缩短。由于还有其他原因,对亚折射传播发生来说,雾的出现既不是必要的也不是充分的条件。

在参考文献[57、58]中提到在有些亚折射条件(没有雾)下,雷达观测不到的船只都可能会由肉眼观察到。这是因为水蒸气对工作在微波频率下的大气折射指数产生了重要影响,但对光学频率影响轻微。

### 陆地上的非标准传播

前面所讨论的非标准传播大部分是在水体路径上的。同样的现象也会出现在陆地上,但对陆地上的传播效应的报道要比水体上的少。

在陆地上,非标准传播可以由晴朗的夜空下地表辐射出的热引起,特别是在夏天地表较为潮湿时会这样。当地面散发热量时,表面温度将降低,但上层大气的温度变化甚微。这种条件有利于超折射的产生,也就是地面出现温度倒置而湿度随高度增加急剧减少。因此在大陆块,超折射和波导现象在夜晚最明显且在白天最热的时候消失。冬天,当大气极为干燥而又清洁时,在亚历桑那沙漠观测到的波导形成就是因地表在夜间变凉而引起的温度倒置造成的<sup>[59]</sup>。在这些实验中,波导高度和强度随着夜幕的加深而增大。有人声称气候条件的周期性变化,“夜复一夜,实际上是年复一年地发生”,同时“场强的变化反映了这种持续性”。

大陆地形通常由高低起伏区域组成。从高区域的绕射(前向散射)对雷达传播将会产生重大影响,有时甚至是主要的传播机理<sup>[13]</sup>。另外的一些情况中,波导传播或许是主要的,但沿传播路径的地形剖面可能降低波导的强度。

计算雷达波在不规则陆地表面的传播要比在海洋上复杂得多。当雷达波在不规则地形传播时,就要考虑到随距离的变化折射系数也将产生变化。这种不规则特性包括树木及其他建筑物,很难用反映实际的模型描绘出来。数学方法在考虑折射效果时也必须考虑衍射。一种方法是将不规则区域边界映射到一矩形区域,从而可用成熟的数值方法在这一区域求数值解。在本节稍后提到的抛物线方程方法已经应用到预测陆地上传播的数据计算中,这种方法可考虑折射系数随距离的不断变化。

### 大气波导对表面杂波测量的影响

许多杂波测量没有考虑非标准传播的影响。当大气波导影响存在时,它是与杂波共存的,因此难以将它们分离。因此,在对雷达单位( $\sigma^0$ )表面杂波雷达截面积进行测量时,波导是造成误差的主要原因。

当大气波导传播存在时,另一造成杂波测量误差的可能原因是并不能精确地知道雷达射线掠射角。即使知道了掠射角也很难精确确定由波导传播引起的衰减(确立杂波雷达在散射截面时需要它)。不幸的是,大多数现有的杂波数据不考虑非标准传播条件。如果精确知道大气折射系数(如通过大量测量),原则上有可能获得掠射角的值和在波导传播期间的杂波截面<sup>[61,62]</sup>。事实上,要做到这一点并不容易。

在图 7.13 所示的海杂波数据曲线中,表征 X 波段地面雷达的  $\sigma_0$ (单位面积的杂波截面)在低掠射角处并不急剧下降,而通常认为由于地表的多径是应该下降的。另外还发现,X 波段杂波回波确实随着掠射角的减小而减少,正如预期雷达在飞机上会观测到的那样。有人提出这种现象可能是由于地面雷达要经历大气波导传播引起的,而对在蒸发波导上空飞行的机载雷达并不存在波导传播。

在波导存在情况下,海洋上空的雷达在低角情况下有时会发现从远方较为洁净的大气潮流的回波要比海杂波回波强得多<sup>[63]</sup>。

### 大气波导的出现

大气波导本质上是晴朗气象条件下的现象(除了雷暴波导之外)。由于除赤道区域外的热带气候都可以形成好天气,因此也就不奇怪在这些区域存在着最强的波导<sup>[64]</sup>。在温带气候条件下,波导夏天比冬天更多地出现。当空气相互混合得很好,也就是通常的恶劣天气时大气波导并不出现。在寒冷、风暴、雨雪或有云天气,大气低端剧烈运动,传播极有可能回归正常。粗糙地形区域和大风都会促进空气混合,减少大气波导出现概率。虽然大风天气促使空气混合并抑制波导形成,但在亚特兰大信风区的实验表明,风是蒸发波导出现的最为重要的气候条件<sup>[36]</sup>。因此,如果没有风,蒸发波导将会很弱甚至不存在。

### 大气波导传播对雷达性能的影响

大气波导可以延伸对地面目标及低空飞行器的发现距离。这个距离大大地超过了在标准大气条件下的雷达作用距离。正如以上所提及的,雷达天线与目标必须在波导内或靠近波导才能延伸探测距离。虽然大气波导可以增加雷达作用距离,但大气波导传播的后果并不一定都是很好。事实上,多数情况下负面影响要较大一些。

增强雷达远距离探测能力并不总能依靠大气波导传播,因为波导传播不容易事先预测,并且波导也不会永远存在。当波导传播条件在需要的时候不可采用时,我们当然不会寄希望于这些波导传播以扩展雷达作用距离。而且,雷达在某些方向上增加作用距离是以其他方向探测距离缩短为代价的。如果地基波导或升高波导不存在时,某些方向上原来可以检测到的目标反而会因为

“雷达盲区”的存在而发现不了。雷达盲区造成的检测损失不光影响地面及舰载雷达,还影响机载雷达。在波导正上方飞行的飞机或导弹可能直到很近的距离也不能被发现。比如说用以空中警戒的机载雷达,就有可能检测不到波导下方的目标,即使目标在雷达监测范围内。这可以通过控制携带雷达的飞机的高度来克服,但需要实时地知道当地影响雷达波传播的折射条件。

大气波导传播可能使远距离外的杂乱回波被检测到,而在正常的大气条件下是检测不到的。这将大大加重 MTI 雷达的负担,因为 MTI 雷达的设计是以一定距离以外杂波不会出现为前提的。另外,从雷达最大非模糊距离以外来的多次杂波有可能因为多普勒处理采用脉冲周期交错参差而无法消除。

在世界范围内表面基波导可以在大部分时间内扩展雷达水平线的距离,但较强杂波回波严重地降低了设计中没有处理杂波能力的雷达性能。受这种波导有害影响的雷达应当设计有大的动态范围,以避免因大的杂波回波而出现的接收机饱和。雷达应当有额外的 MTI 或脉冲多普勒改进因子,消除这些比正常强的杂波。雷达波形及雷达处理过程应当设计为可以消除起源于远距离的多次杂波回波。后一种方法可以采用常数 prf(代替主脉冲 prfs),和采用需求数量的“填充脉冲”<sup>[65]</sup>的处理来执行。在 MTI 处理器中对填充脉冲赋以零权(即不要它们),从而消除不要的多次杂波的脉冲重复间隔。

需要再次提出的是,波导传播理论上需要雷达和目标在波导内或靠近波导。传统的表面基雷达当其波束仰角大于  $0.5^\circ$  时,将很少经受严重的波导的影响。

#### 修正的折射系数

这一节中,折射系数,用  $N$  表示,被用来描述大气对雷达波造成的弯曲程度。有时为了方便,需要引入一个修正的折射系数,定义为

$$M = N + (h/a) \times 10^6 \quad (8.20)$$

这里,  $h$  代表超过地平面的高度,  $a$  是地球半径(与  $h$  单位相同)。修正的折射系数  $M$  考虑了地球的曲率,在识别波导时将极为有用,因为雷达波的俘获将发生在所有的  $M$  梯度为负的情况。传播工程师一般采用  $M$  而不是  $N$  来确定折射效果。

#### 折射效果的预测

在气波导传播理论并不如想像的那样完备。现有的理论模型有时并不能适当描述自然界所发生的事。在本地气象观测数据基础上开发出了一种可用的预测方法,这些方法可以估计波导传播如何影响雷达探测范围,以及如何对雷达平台进行定位以使非标准传播的影响最小。以下将主要介绍 Hitney<sup>[67]</sup>提出的几种方法,这些方法用来确定非标准气候条件下的折射效果。

**射线跟踪** 射线跟踪利用几何光学以确定雷达波在大气中传播时的路径<sup>[67]</sup>。在射线跟踪中,假设修正的折射系数只随高度而变化。将高度分割为许多小的增量  $\Delta h$ ,射线在高度  $h$  时折射系数为  $N$ ,在  $h + \Delta h$  时折射系数为  $N + \Delta N$ 。Snell 定律以小角度的近似应用到这里来确定射线离开  $h$  进入  $h + \Delta h$  区的弯曲程度。每个  $\Delta h$  增量上的折射系数都假设具有线性特性。因为折射系数与频率无关(在正常的雷达频率范围内),射线跟踪的图形也可认为是与频率无关的。与其他的模型相比,射线跟踪相对较简单,但它并不能给出场强幅度。它还要求在与波长可比拟的距离内折射指数没有明显变化,并且相邻射线间间距应当小。以使当射线扩散、会聚、交叉时,能够产生正确的结果。另外,没有考虑绕射效应。

**波导模型** 俘获层可被看作具有多模传播模式的波导<sup>[68]</sup>。熟悉金属波导内传播的读者一定知道,为只让某种主要模式传播需要正确选择波导的尺寸。对矩形波导来说,当宽边尺寸稍大

于半波长时将出现单模传播。如果大大超过半波长,将会同时出现一种以上的传播模式。每种模式在沿波导方向上都有与其他模式不同的场强分布。不同模式在沿波导传递能量过程中会相互干扰或相互加强,这也是希望只存在单模传播的原因。波导传播理论与实践主要是在 20 世纪三四十年代开发出来的,但在其他波导管的波导传播理论要比金属波导的历史较长。它首先用来解释长波无线电波如何沿地表及电离层所形成结构传播的。这种情况下常导致能量以几种模式传播。声波在水下的传播也存在类似的传播模式。这里海底作为波导的一面,洋面作为另一面。在金属波导中,波导壁是突变的边界它反射入射其上的波。波同样可以经由并不存在急剧变化的边界,但折射率却连续变化的分层的媒介反射。这种情况就发生在大气波导传播中。分层媒质中波导传播的理论曾被用到天气波导的雷达传播上。这是一种物理光学的方法,它可考虑传播损耗和绕射。理论可预示一个截止频率,低于它在波导媒质中就不可能有波的传播。当垂直折射系数剖面与距离无关时(垂直上分层,水平上均匀的大气),就可应用波导模型。这样,当大气折射随距离变化时,这个模型就不适用了。这种模型还可用来分析超过地平线的大气波导传播。模式理论当只有少数几个模式时或当雷达和目标都在波导内时最适用。当雷达、目标或二者不在波导之内时,理论仍偏向于预报比实际测量值更大的损失。原因之一是大气波导通常是漏的。大气波导的上边界不必要是光滑的,可以粗糙到平面表面这一简单模型不再现实的程度。另一个局限是模式理论用到地面上方的时候通常不包括从不平滑地形散射的影响,而这正是大多数地球表面的特征。多模式对波导内传播的影响已在本节中的“多模传播”中提到了。那儿说过,由于多模引起的衰落可以是 20dB 左右,并可在 2~3 英里的范围内发生。

**抛物方程模型** 不像射线跟踪模型或者波导模型,抛物方程方法能够处理在水平方向和垂直方向上不均匀的折射系数的变化。因此,在处理因距离的变化而变化的折射系数剖面时,如在陆地/海洋分界面处和不规则地形上的传播,这种方法是很有用的。这种方法用抛物方程的近似求解赫尔姆霍茨波动方程,例如一种称为傅里叶分裂算法的数字方法<sup>[69]</sup>。分裂抛物方程提供一个传播路径上垂直折射剖面变化的模拟大气的有效的方法。它在地平线以内、地平线上和附近,此方法都很有效。所以,这样一个单个的模型能用来对所有感兴趣区域做出计算。与前面的方法相比,此方法有相当大的优点,但是,它需要大的计算机存储资源和计算时间。据记载<sup>[66]</sup>,用这种模型很难对粗糙表面的影响做出严格的处理。抛物方程方法,除了已应用在洋面上之外,还可应用在地面上的传播上<sup>[70~72]</sup>。

**混合方法** 混合方法的目的是提供不进行大量计算而又获得分裂抛物方程(PE)好处的方法。一个例子就是无线电物理光学(RPO)模型,此模型是射线光学和分裂 PE 方法的综合<sup>[73]</sup>。这两种方法是互补的,即分裂 PE 法在小角度应用比较好而射线光学法在 PE 法不能覆盖的较高角度应用比较好。Hitney 指出,这种混合方法在紧迫情况下比纯粹的分裂 PE 法快 100 倍。

#### 基于计算机的传播估计方法

基于影响大气折射系数的环境因素知识,有几个用来确定电磁波传播的软件程序。这些程序主要由军方用来确定在非标准传播条件下他们的雷达的实际作用范围。这个领域内的大部分初创工作都是由 SPAWAR 系统中心, San Diego(前身为 NRaD)来完成的。

图 8.15 以一个简单的方式说明为什么军队的战术制定者对了解预期的雷达传播情形感兴趣<sup>[74]</sup>。左侧图形显示了无表面波导、标准传播情况下的雷达威力图。攻击机在低空飞行,

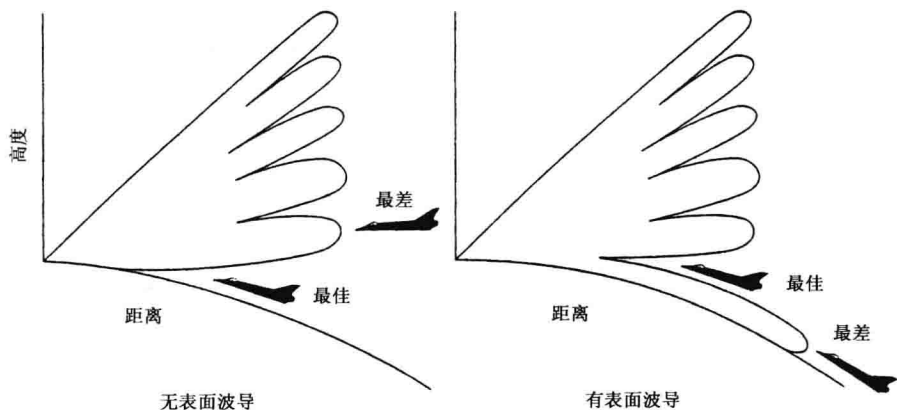


图 8.15 在攻击机飞行高度上大气波导影响简图

在远距离时能避免被探测到。另一方面,如图 8.15 右图所描述的,若出现表面波导,则由于波导内电磁波的传播,低空飞行的攻击机在远的距离上就能被探测到了。在这种情况下,最好的战术就是攻击机刚好飞行在此波导的上方。

**IREPS** 首批之中一个能运行的基于计算机的传播预测程序就是 IREPS,它是 Integrated Refraction Effects Prediction System 的缩写,即综合折射影响预测系统。它由 SPAWAR 系统中心开发,用来作为对美国海军作战评估的工具,且被安装在舰队的主要舰船上<sup>[75,76]</sup>。它用在 PC 上,拥有互动显示。IREPS 提供了下列产品。

1. 传播条件归纳。以图解形式显示特定地区、日期、时刻的折射系数(作为高度的函数),且用简易的语言叙述了电磁波从水面到水面、水面到空气、空气到空气传播时对折射系数影响的估计。还指出了任何波导的存在和垂直范围,且以数字形式列出风速和蒸发波导高度,也给出了由于折射弯曲造成的目标仰角测量误差的修正值。

2. 雷达作用范围的显示。显示的是特定雷达和其他电磁系统的垂直作用范围图(距离-高度)。

3. 显示单程传输损失与距离的关系。

4. AEW 飞机定位。它指出给定距离上的各种不同雷达和目标高度组合下由折射作用造成的正常传播的失真。它提供雷达的最佳位置,以避免由于雷达盲区的存在造成目标的丢失,且使飞机被敌方截获接收机探测到的可能性最小化。

5. 水面搜索雷达作用距离表。根据操作者选的水面目标的表,来预测操作者选的地面搜索雷达的探测距离。

6. 电子支援措施(ESM)截获距离表。它根据各种操作者选的雷达和其他发射器,来显示操作者选的 ESM 系统(窃听接收机)的最大截获距离。

此外,对工作在不同高度的操作员选择的前视红外线系统,IREPS 显示不同大小的目标 50% 的概率的探测距离。

根据手头有哪种方法可用,IREPS 获得折射条件信息有几种方法可选择。折射系数可通过无线电探空仪测量(用装载在气球上的仪器,测定上层大气压、温度和水蒸气压力),也可通过机载微波折射仪或者舰载 IREPS 测量的海面气象信息获得。当上面提到的方法都没有时,IREPS 利用折射率和气候统计作为经度、纬度、季节和天时函数的历史数据存储库。利用历



史数据时,输出的是对传播性能概率上的预测。对各种雷达、通信系统、电子战系统和其他需要预测传播性能的电磁系统,也存储了必要的系统参数。IREPS 能对从 100MHz 到 20GHz 的频率做出传播预测。

Hitney<sup>[66]</sup>指出 IREPS 一个最重要的应用,是为准备渗透敌方雷达覆盖范围的攻击机提供一个最好的飞行剖面。在正常(无波导)传播条件下,为了处于敌方雷达的覆盖范围以下,攻击机很长一段距离内在低空飞向目标。另一方面,如果由 IREPS 预测出基于海面的波导,那么防御雷达对低空目标的探测距离要比无波导时探测距离远。在这种情况下,对攻击机来说,在稍为比波导稍上一点的高度上飞行通常更好。Hitney 说过,用以提供在攻击战中飞行剖面选择的 IREPS 覆盖图表的应用已被证实 85% 的时间是有效的。

#### TESS 即 Tactical Electronic Support System<sup>[66]</sup>(战术电子支援系统)

这是为海军战术决策设计的。与 IREPS 类似,即它应用同样的基本传播估价模型和显示器,但它拥有较好的环境信息和一些改进的传播模型。例如,它使用先前提到的混合 RPO 模型,以便考虑随距离而定的折射的影响。它利用实时卫星数据并且有把这些数据覆盖在其他气象分析和预报上的能力。TESS 为拥有多名接受过环境科学培训的军官的水面舰船而设计,包括航空母舰及两栖战舰。

#### EREPS 即 Engineer's Refractive Effects Prediction System<sup>[38]</sup>(工程师折射影响预测系统)

这也是从 IREPS 演化出来的,但它是为工程师应用的,而不是为海军战术决策者的应用而设计的。例如,工程师通常对一部雷达从统计学上来说的长期性能比较感兴趣,而不是对为提供战术决策帮助而设计的 IREPS 的仅一次事件性能预测感兴趣。EREPS 增加了用户编辑各种参数并且决定如何改变影响雷达性能的参数的能力,这方面要较 IREPS 灵活得多。它也允许高保真度的随距离而变的传播模型如 RPO 程序的应用,包括与由 RPO 程序产生的作为距离函数的传播衰减的二进制文件的应用。

#### AREPP 即 Advanced Refractive Effects Prediction Program(高级折射影响预测程序)

此软件程序是 IREPS 的先进版本,它用来计算和显示雷达的探测概率、电子支援措施(ESM)的可伤害性、UHF/VHF 通信能力以及同时雷达探测和 ESM(截获)的可伤害性<sup>[77]</sup>。这种软件是基于 Windows 的,它可以从 SPAWAR 系统中心获取光碟或从因特网上得到。

其他的基于计算机的传播预测方法的版本已由 Ferranti<sup>[78]</sup>计算机系统有限公司和乌克兰报道过。最早的 Ferranti 系统称为 IMP 即 Identification of Microwave Propagation 微波传播识别系统。就像所描述的一样,它看起来没有 IREPS 性能强。据说乌克兰<sup>[79]</sup>的系统包括了大气湍流引起的散射。

## 8.6 绕射

在前一节中,讨论了雷达波如何通过大气折射在地球几何地平线以外传播。另一种允许电磁波向地球几何地平线外延伸的机理是绕射。就像光被直棱绕射(大学物理课程中有此方面讨论)的方式一样,无线电波在弯曲的地面周围被绕射。电磁波以绕射的方式在地平线以外传播的能力依赖于频率(频率越低绕射传播能力越强)。在微波雷达频率段上,由地球表面绕射的能量几乎没有,所以微波雷达的覆盖范围并不能有效地超出视线以外。然而,绕射对理解 HF 表面波雷达和在任一雷达频率上预测雷达在地平线上和附近的信号强度来说是很重要的。

### 衍射的频率相关性

图8.16是入射到一个目标上的电场强度(相对自由空间)作为目标到发射天线距离的函数的曲线。发射天线和目标都处在100m的高度上,并且水平线无折射去延伸。对光学频率( $\lambda=0$ )来说,71.4km处的光学地平线也是几何地平线距离。它代表了可见光、红外线有传播和无传播之间的近似分界线。随着频率的递减(波长的递增),能量可传播到超出几何地平线更远的区域。可是,随着波长的增加,和刚好在地平线内一样,在几何地平线处有能量衰减。

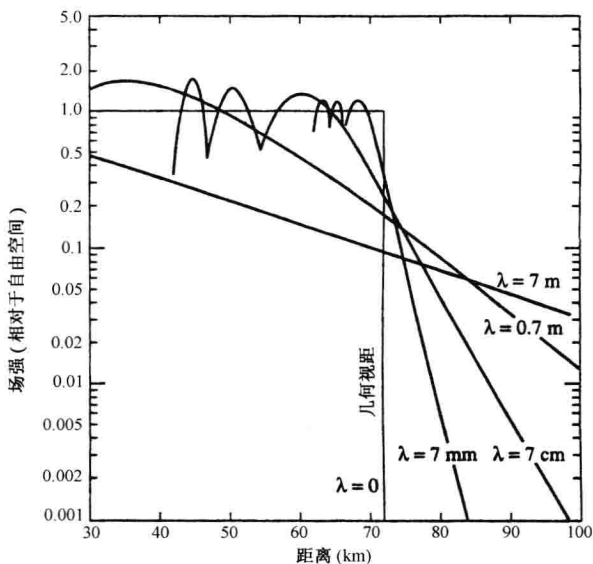


图 8.16 作为到发射天线距离函数的理论场强(相对自由空间场强)。垂直极化,  $h_a = h_t = 100\text{m}$ ,  $k=1$ , 地面传导率  $= 10^{-2}\text{ mho/m}$ , 电介质常数  $= 4$

没有折射的影响时,微波雷达几乎不能探测到几何地平线以外的低空目标甚至是在地平线上的目标,除非微波雷达具有足够的能量来克服由于绕射造成的损失。

如果希望低空雷达的覆盖范围超出几何地平线外而在绕射范围内,频率应尽可能的低,且有超额能量来弥补绕射损失。例如,在低空,500MHz 的频率在绕射区信号强度衰减约为1dB/英里(在更高频率上,衰减更大)。因此,要穿过在地平线外衍射区内的10mi处,工作在500MHz 雷达能量必须比自由空间传播要求的增加20dB。即使雷达能用低的频率以利用更低的绕射损失,距离分辨率将变差(由于更窄的带宽),波束宽度变宽,频谱越集中,并且外部噪声随着频率的下降而增加。

另一方面,还把在地平线内的干涉区域内的低空覆盖范围做到最优化。图8.16显示出了雷达频率应该尽可能高(满足雷达频率选择的其他限制)。

### 地平线上的作用范围

高  $h_a$  处的雷达和高  $h_t$  处的目标之间的最大“视线”距离  $d$  由下式给出

$$d = \sqrt{2k a h_a} + \sqrt{2k a h_t} \quad (8.21)$$

这里,  $k$  为有效地球半径,  $a$  是地球实际半径。在此等式中,雷达与目标之间视线假定与地球表面相切。这个等式经常用来描述对高度为  $h_t$  的目标在雷达水平线以上能被看到的最大距离。然而,在水平线上的绕射衰减或许比在自由空间大  $10 \sim 30\text{dB}$ <sup>[80]</sup>, 因此,当传播是在水平线附



近时运用以上等式描述雷达的低空覆盖范围一定要谨慎。

### 表面波 HF 雷达

在 HF 频段(3~30MHz)绕射衰减要比微波频段衰减低得多。正是这一原因,在过去已多次检验了用 HF 雷达和表面波或地波的绕射衰减低的传播模式,在超出地平面的低空增加威力范围的潜能。据报道<sup>[81]</sup>,海上超过 75 海里的绕射区内,雷达距离每增加 1 海里,在 5MHz、10MHz 和 15MHz 的频率上各需每海里增加 0.3dB、0.5dB 和 0.6dB 的雷达能量。海上的绕射衰减依赖于表面电导率。陆地上的绕射衰减要比海上的高得多,这就是 HF 表面波雷达几乎不在陆地上运用的原因。

频率越低,传播衰减越低。可是,频率越低,外部噪声越大。(外部噪声可比接收机噪声大好几个数量级。)大气和宇宙噪声或者人为噪声是造成外部噪声的原因。HF 频段的大多数航空器的雷达横截面比微波频段的大得多,但在足够低的频率上(依赖目标的尺寸),雷达横截面落在随雷达频率的四次幂而变化的雷利区。随着频率的降低,雷达横截面积快速减小。例如,战斗机的雷达横截面或许在 15~20MHz 的范围内的某处开始减少,这表示战斗机进入雷利区。对一个大型轰炸机来说,雷利区或许起始于 3~6MHz 的某频率点上。

对于表面波雷达来说,有个最佳频率。在这一最佳频率以下,由于外部噪声的增加和雷达横截面的减少,雷达功率需要增加。在此频率之上,随着频率的增加,绕射衰减也在增大,也必须增加雷达功率。最佳频率取决于目标的类型和随每天每季都在变化的外部噪声。由于外部噪声的变化性和既要探测大的目标又要探测小的目标,所以 HF 雷达频率的选择经常是一种折中。对某特殊 HF 雷达最佳频率的一种分析,最好的工作频率段在 5~10MHz<sup>[81]</sup>。

因为垂直极化波的能量能沿表面传播,所以它经常用在 HF 表面波雷达中,因为希望用它探测水面上或水面附近的目标。另一方面,越接近水面方向,由水平极化天线辐射的能量越少。当表面波雷达工作在海岸来监视海上目标时,水平方向上的天线尺寸很大,或许有 300~1000m(或多或少)。工作在 10MHz 的 500m 长的天线,其波束宽度约为 4°。这样的天线是方位角方向电扫阵列或者是特定范围内有许多固定接收波束的阵列。有众多的接收天线波束时,发射天线在尺寸上比接收阵列天线小得多,原因是发射天线利用一个宽波束覆盖由许多窄接收波束看到的区域。这样安排天线是因为制造大型的接收天线要比制造大型发射天线容易的优点。接收天线的多波束允许对来自每个波束的雷达回波信号同时处理,这就允许很高的数据率。由于费用的原因,HF 雷达天线很少在仰角平面内有明显的方向性上,除了从位于反射屏前面的单极子辐射器那里得到的方向性以外。为了从来自陆地或海洋的强回波中间探测希望的动目标,这种雷达需要多普勒处理。

由于绕射具有指数形式的衰减,监视海面的陆基 HF 表面波雷达平均功率达到几十 kW 到上百 kW 以上。脉冲重复频率通常比较低,是为了接收到的从远距离经天波传播到雷达的地面回波不和来自近距离的目标回波相互干扰。这样的雷达的作用距离可从 50~150 海里,它随目标类型而定。(在此提到的大多数数字并不是硬性范围。)

船用 HF 表面波雷达在尺寸上必须比陆基系统小,并且还得用低功率发射机<sup>[82]</sup>。相应地,它们的作用距离也变小。海军对这种雷达最主要的应用是探测低空飞行的反舰导弹,它的探测距离要比用微波雷达的探测距离远。

尽管 HF 表面波雷达有它吸引人的特征,应用它还有许多困难(这里的应用主要指为军事目的的应用)。这种雷达的距离分辨力和角度分辨力很差,没有对目标仰角(或高度)的指示,

并且这种雷达需要大型的天线,在船上,它能引起与 HF 通信的相互干扰。如主要用来探测超出水平线距离的目标,这种雷达不能立即区别在视线范围内位于同一超过地平线距离上而有不同高度的目标。军用防空雷达需要某种形式的目标识别,通常是一个工作在微波频率上的协作式 IFF(敌我识别)系统。因此,应用 HF 雷达时,没有一个方便的方式进行目标识别。而且,军用雷达辐射出的强信号在很远的距离处就能被敌方侦察接收机探测到。这就是为什么 HF 表面波雷达尽管有看到地平线外的能力但没有具体应用的原因。

一般说来,以天波传播方式工作的远距离 HF 超视距雷达比表面波雷达作用距离远,覆盖范围大,并且它不比最大的表面波系统大<sup>[83]</sup>。小得多的表面波雷达还曾经用来在地平线以内对海面状态<sup>[84]</sup>,表面洋流<sup>[85,86]</sup>和冰山<sup>[87,88]</sup>进行遥感。

## 8.7 大气衰减

当雷达工作频率和清洁大气中的水蒸气和氧气分子的共振频率相同或在附近时,就要造成雷达能量的衰减。图 8.17 示出了作为频率的函数的由水蒸气和氧气造成的衰减。在 22.2GHz 频率处,有一个水蒸气共振峰,另一个在 184GHz 的毫米波区域内<sup>[89,90]</sup>。由水蒸气造成的衰减的大小取决于大气中随时间和地点而变化的水蒸气的含量。尽管在 22GHz 的频率上每千米只有 0.2dB 的衰减,但工作在 24GHz 的最初的 K 波段雷达的吸收衰减却足以使性能恶化。当雷达在二战期间起先在 K 波段研制的时候,人们并没有认识到附近有吸收波段。为了避免这种问题的出现,最初的 K 波段被分成一个较低波段 Ku 和一个较高波段 Ka 见表 1.1。在原先的 K 波段内雷达再也见不到了。氧分子在 60GHz 和 118GHz 处分别有一个共振。在 60GHz 的频率上,每千米 16dB 的衰减使得这一区域不能应用,除非是很短作用距离的雷达和工作在大气层外的雷达才利用这一频率。

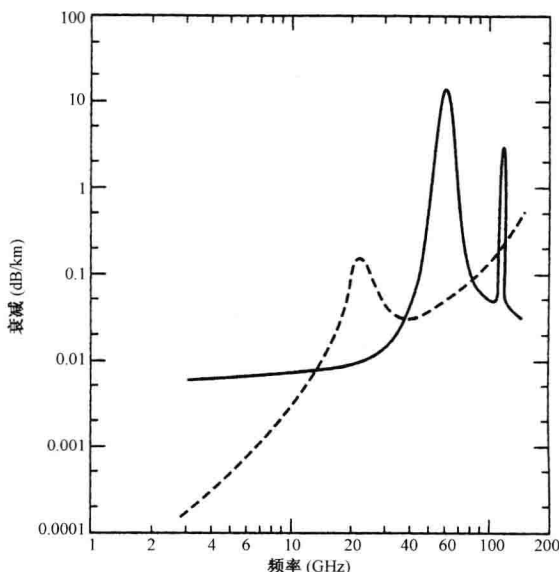


图 8.17 在 76cm 汞柱大气压下,大气对电磁能量的衰减示意图。其中虚线表示含有 1% 水蒸气分子(浓度为  $7.5\text{g/m}^3$ )的大气的吸收损耗,实线表示氧气的吸收损耗(出自 Burrows 和 Attwood<sup>[8]</sup>和 Straiton 和 Tolbert<sup>[89]</sup>)

大气衰减在通常的微波频率上对雷达性能的影响一般可忽略不计。大于 10GHz, 它的影响就开始变得越来越大了。在毫米波上要经受大的衰减, 这就是为什么远距离探测雷达很少工作在 40GHz 以上的一个最主要的原因。

当衰减的影响足够大而形成问题时, 在雷达方程中就得考虑它的影响, 这时可在分子中插入一个倍乘因子  $\exp[-2\alpha R]$ 。这里,  $\alpha$  是具有单位距离上的单程衰减系数,  $R$  是雷达到目标的距离。经常用每单位距离的分贝数代替  $\alpha$  来表示单程衰减, 尤其是在作图时。这等价于数量  $4.34\alpha$ , 这里常量 4.34 表示自然对数到常用对数的变换。

如果每单位距离的衰减  $\alpha$  不是常量, 应该用  $\exp[-2\int\alpha(R)dR]$  来代替  $\exp[-2\alpha R]$ , 积分界限从 0 到目标距离  $R$ 。

大气衰减随着海拔高度的增加而逐渐减小(海拔高度越增加, 吸收雷达能量的分子越少)。当天线波束指向某一仰角时, 必须考虑衰减随海拔高度的变化以确定沿传播路径总的衰减量。对于陆基雷达来说, 天线指向地平线方向时衰减最大, 指向天顶方向时最小。例如, 位于 22.2GHz 的水蒸气吸收线上, 当能量沿地平线(仰角为  $0^\circ$ )方向传播时, 穿过对流层再反射回来, 此过程中总的衰减为 80dB, 这是一个极大的数字。当能量沿天顶方向(仰角为  $90^\circ$ )传播时, 穿过整个对流层的双程衰减只有 1.3dB。若仰角大于  $10^\circ$ , 总的衰减则小于 7dB, 因此, 当雷达在较高的仰角探测时, 衰减可以是不重要的。图 8.18 给出了仰角为  $0^\circ$  和  $5^\circ$  时, 大气中双程衰减的例子, 它是距离和频率的函数。请注意, 即使仰角为  $0^\circ$  时无衰减, 由于多径造成的地平线方向上的零点也妨碍了在此角度上或此角度附近的雷达能量的有效传播(在大气波导条件下或低频垂直极化波除外)。

## 8.8 环境噪声或外部噪声

通常雷达接收机固有的内部噪声限制了微波雷达探测目标的能力(无杂波回波时)。然而, 微波频谱任一端频率上, 出现在天线终端的外部噪声限制了雷达接收机的灵敏度。由于大气吸收造成的再辐射噪声通常决定了接收机对微波频谱的上端和毫米波的接收灵敏性。在 VHF 和更低频率上, 接收机的灵敏度是由宇宙噪声、地球上雷击的混合作用和人造噪声决定的。外部噪声最小的地方发生在微波区域的中间即 S 波段的附近。一般来说, 外部噪声并不是影响雷达性能的要害, 除非雷达频率在微波频段的范围以外。可是, 在天线终端由敌方蓄意干扰引起的有害的外部噪声能导致无防备的军用雷达系统的破坏, 但这不属于本章讨论内容。

### 大气吸收噪声

从黑体辐射理论可知, 吸收能量的任何物体必再辐射出与其吸收的一样多的能量, 否则, 其温度将升高, 就像在 8.7 节提到的, 水蒸气和氧气也吸收(减弱)雷达能量。这部分吸收的能量必将作为热噪声的形式再辐射出来。若  $L$  表示雷达能量在大气中传播时的损失,  $T_a$  表示吸收大气的周围温度, 则再辐射能量的有效噪声温度可表示为  $T_e = T_a(L-1)$ 。(有效温度在 11.2 节中有定义)就像大气衰减一样, 大气吸收噪声只在较高的雷达频率上才予以考虑。后面的图 8.19 是作为频率函数的几种电磁噪声源的复合噪声图。在图形右边, 大气吸收噪声是最主要的影响。大气吸收噪声的最大值出现在仰角为  $0^\circ$  时, 最小值出现在仰角为  $90^\circ$  时(直视上方)。

### 宇宙噪声

在我们周围, 有来自我们星系(银河系)的宇宙辐射源、星系外的辐射源和射电星的像噪声一样的持续的电磁辐射背景。随着频率的升高, 宇宙噪声一般是降低的, 在大于 UHF 的频率

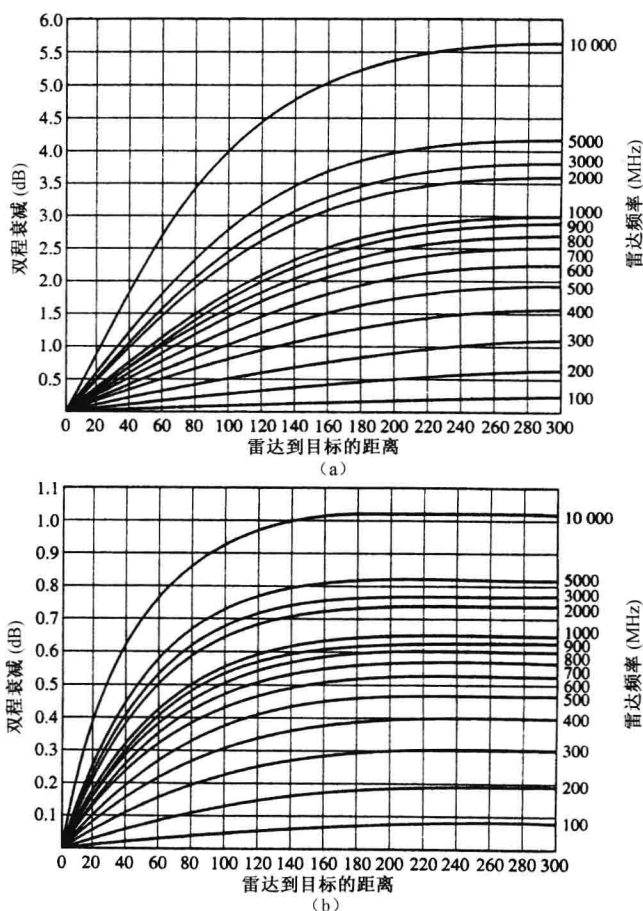


图 8.18 双程大气衰减,它是距离和频率的函数。(a)仰角为  $0^\circ$ ; (b)仰角为  $5^\circ$  (摘自 L. V. Blake. [91])

上,通常可忽略不计。宇宙噪声的大小和天线指向天球的位置有关。当指向银河系的中心时最大,当指向银河系绕着转的极轴时最小。图 8.19 的左边部分示出了宇宙噪声引起的最大和最小光亮温度。光亮温度能影响系统噪声温度和雷达接收机的灵敏度(尤其在较低频率时)。没有任何射电星的情况下,在宇宙起源即“大爆炸”时的背景宇宙噪声具有可期望的最低水平,它的值为  $2.7\text{K}$ ,这个值很小,不会对接收机产生干扰。

如果雷达天线波束直接对着太阳,太阳就是一个相对很强的噪声发射器。它可以被具有高旁瓣和高灵敏度接收机的雷达探测到。 $6000\text{K}$  时的黑体辐射造成的太阳噪声最小。然而,太阳风暴(黑点和耀斑)引起的太阳噪声比平静的太阳的噪声大好几个数量级。雷达星太弱不能算是严重的干扰源。射电星(结合灵敏的接收机)和太阳已经被用为大型天线波束指向(瞄准轴)的校准源<sup>[92~94]</sup>。

### 大气噪声(闪电)

一次雷击辐射出相当多的 RF 噪声能量,特别是在低频。在任一时刻,在世界不同的地方,平均共有 1800 次雷暴发生。这些雷暴中,在世界的某个地方每秒发生约 100 次雷击<sup>[95]</sup>。所有雷击的综合影响提高了噪声频谱,在广播频段和短波频段的噪声频谱特别大。全世界雷

击辐射造成的噪声称为大气噪声(不要和上面提到的由大气吸收造成的噪声相混淆)。大气噪声频谱随着频率的升高而快速地衰减,通常 50MHz 以上就显得不重要了。因此,在雷达设计时,大气噪声不予考虑,除非对于工作在 VHF 区域的较低频雷达才需要考虑大气噪声。

### 人为噪声

在准备这本书的上一版本(第 2 版)过程中,发行人不只一次提醒我要避免大男子主义术语的应用。我相信我在这方面做得还是很成功的,除了一个术语:“man-made noise”的应用。我想继续用它的原因并不是因为这种噪声通常是由男人制造的(当然,他们也这样做了),而是因为我不能找到一个合适的词来代替它。像诸如“human-made”,“people-made noise”,和“population-made noise”,或许没有男子主义化,但这些词听起来似乎不对。发行人对我未能找到一个合适的替代词很是同情,于是放松了要求。因此,在第 2 版 463 页,还是出现了术语“man-made noise”。这本书出版之后,我遇到一个优秀的替代词,那就是“anthropogenic noise”。“anthropogenic”是一个形容词,意思是与人类对大自然的影响有关的或者是人类对大自然的影响引起的。它是令人难以接受的术语“man-made noise”的合适的替代词。

作为噪声或者对其他电磁服务设施的干扰出现的电磁辐射有许多可能来源:从发射机来的较高的谐波和其他偶然的辐射、汽车点火、电动剃须刀、动力工具、电动车库门的开启工具、日光灯、工业加工设备和动力传输线<sup>[96,97]</sup>。人为噪声在城市里和工业区里要比在农村更普遍。它随着频率的升高而降低,且不是微波雷达设计中要考虑的因素。不过,对于 VHF 和较低的 UHF 系统,人为噪声必须考虑。由于它随时间和空间的不同而变化,这种形式的噪声很难准确地定量描述。在 UHF 雷达频段,有资料<sup>[98]</sup>指出商业区(工业区、大型购物中心、繁华的街道和高速公路)的人为噪声温度约为 500K,住宅区(至少每英亩两个居住单元且附近无高速公路)约为 200K。在 VHF 和 UHF 频段,人为噪声随频率的立方成反比变化。

干扰和噪声也能从电磁频谱的其他各种雷达和通信的用户感受到。这些干扰源一般有别于人为噪声,通常认为是电磁兼容问题(EMC)。

### 组合图

图 8.19 是可能影响雷达的几种形式的环境噪声的组合图<sup>[99]</sup>。图中只表示了各种组合因素的最小值和最大值。大气噪声和宇宙噪声在较低频段起主导作用,大气吸收噪声在较高频段起主导作用。最小噪声值大约出现在 1~5GHz 处(L 到 C 波段)。由于人为噪声对工作在通常的微波波段的雷达是易变的,一般说来,也没有什么重要性,就没有包括在这个图内。不过,对工作在 VHF 或者较低频率上的雷达来说,人为噪声还是非常重要的。

### 地球热噪声

名义上的地球温度为 290K,因此,它将辐射热噪声。如果天线波束照射地面,它将接收到一部分地球辐射的热噪声。接收机观测到的实际的噪声温度取决于是否天线的全部主波束观测地面还是只是一部分的观测。辐射噪声的大小既依赖于地面辐射率又依赖于地面温度。因此,当地面辐射率小于 1 时(如果天线观测水面时将发生此情况),天线看到的亮度温度将比实际的温度小。地面热噪声只影响那些具有高灵敏度接收机系统,一般这些噪声只有几分之一分贝的数值。雷达接收机很少那么灵敏,因此,地面辐射的热噪声通常不会干扰常规雷达。

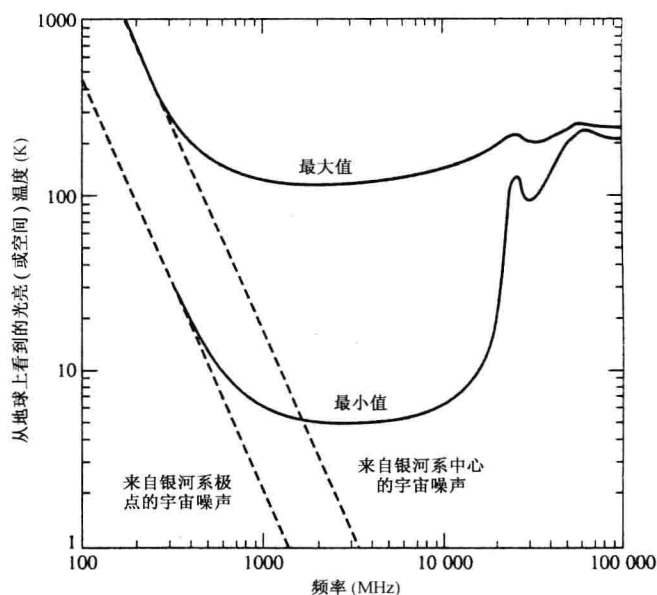


图 8.19 地球上理想单极化天线所看到的天空亮度温度的最大值和最小值

## 8.9 其他的传播影响

### 雷达位置的选择

在决定雷达安装位置时,有时使环境噪声的影响最小可能是一个重要的考虑因素。雷达位置的选择也取决于地形和来自地貌的后向散射原因造成的电子屏蔽(目标的朦胧或掩蔽)。当有严重的电子屏蔽和杂波回波或者必须高可靠地检测低空目标时,知道地形如何影响地基雷达性能尤其重要。

二战时期的对空监视雷达没有多普勒处理。所以,由于有很强的杂波回波的原因,与杂波回波一起处在同一雷达分辨单元内的飞机目标不能被检测到。正如以前提到的一样,那时选择军用对空监视雷达位置时,希望选择像那种能掩蔽雷达杂波回波的环境地形位置。实际上,地形经常用来屏蔽地杂波回波并且阻止杂波回波进入雷达接收机,以便在没有杂波的情况下检测到高空飞行器。在二战期间,这是令人满意的,原因是重型轰炸机一般都在高空飞行。不过,现代的飞行器和导弹,为了避开雷达的威力范围都有意在低空飞行。军用雷达的设计者采用把天线放置得尽可能高并且利用多普勒处理的办法,从固定杂波回波中分离出动目标。因此,地基军用防空系统的位置选择必须考虑当地地形,以便使由于地形屏蔽引起对低空目标探测距离减小最小化。

民用空中交通管制雷达位置的选择时,地形的影响是重要的一部分。为了在雷达安装前确定雷达位置处的特性,开发了计算机软件以提供地形和它对民用空中交通管制雷达影响的详细信息<sup>[100]</sup>。这个称为雷达支持系统(RSS)的程序提供详细的信息,能使雷达设计者通过选择最佳雷达高度、最佳波束倾斜角、灵敏度时间控制(STC)特性,使特定位置的传感器的性能最优化,且可确定由于来自公路交通或者强杂波回波的虚警概率。雷达支持系统的输入包括可从美国地质勘探局(USGS)或者防御图绘制局的数据库得到的数字地形模型,其高度分辨率是1m,经纬度上的数据步进值是3s。也有一些陆用和同一经度/纬度量化的USGS数据库。它以十种土地当中的一种来识别陆地,像城市、农业、森林、湿地、荒漠等。也包括能提供



雷达阵地附近(例如机场)这样的重要建筑物三维模型的建筑物数据库,并且包括每座建筑物的建筑材料的估计。雷达支持系统确定雷达视线上的能见度,屏蔽雷达的地域所有能见地形单元的雷达横截面积和对特别目标的探测概率等。

当雷达置于海岸之外<sup>[101]</sup>时,类似的计算机模型和地形数据库已应用到军事地区陆上的情况<sup>[101]</sup>。利用类似于前一节提到的标准的和非标准的大气折射条件的程序的防御图绘制局的数字地形高度数据和传播程序,模型可确定地形和目标的能见度、掩蔽、杂波回波强度,并且绘制出像地图一样的能够显示环境如何影响雷达覆盖范围的结果图。

### 大气透镜效应损失

除了 8.4 节和 8.5 节讨论过的,Weil<sup>[102,103]</sup>指出还有另一种大气折射对雷达波传播的影响。随海拔高度而变的标准折射系数能使大气像负透镜的作用一样降低照射到目标上的辐射能量密度。这种损失和雷达的频率无关。和大气衰减不同,透镜效应损失在超出能够感觉到的大气之外的距离上继续增加,但是,它渐近地接近一个极限值。对于表面折射系数为 313 的 CRPL(中央无线电传播实验室)指数大气来说,在 200 海里的距离和  $0^\circ$  仰角时损失小于 1dB,  $5^\circ$  仰角时小于 0.18dB。在  $0^\circ$  和  $5^\circ$  仰角时,很远距离(10 000 海里)的极限值分别为在  $0^\circ$  时为 2.9dB 和  $5^\circ$  时为 0.27dB。大气透镜效应损失是附加在大气衰减上的额外损失。它通常很小,可以忽略不计,除非在低仰角和远距离时。

### 微波频段的电离层传播

电离层是上层大气部分地电离的区域,它通常延伸在海拔 50~2000km 的高度的范围内<sup>[104]</sup>。它是由从太阳射出的高能粒子使上层稀薄的大气被电离成离子态而形成的。由电离层引起的电磁波的折射和弯曲,使得对于无线电爱好者所熟知的短波(HF 区域)能长距离传播。它也是 HF 超视距雷达能够探测 2000 海里或更远的飞行器、舰船和弹道导弹的基础。对微波辐射,电离层一般认为是透明的,但这不完全正确。在几个方面,电离层对通过它的微波的传播具有有害的影响。

**法拉第极化旋转** 当电磁波在电离态的媒体(电离层)和磁场(地球磁场)中传播时,它要经历一个极化面旋转的过程。这就是著名的法拉第旋转。如果用陆基雷达来探测卫星和其他空间物体并且假设雷达使用的是线极化,回波信号的极化就和发射波的不同,这样会导致信号的能量损失。如果因为法拉第旋转而造成极化旋转  $90^\circ$ ,接收天线的极化和发射天线的极化垂直,接收到的信号为零(这里假设用同一天线接收)。极化旋转变化和  $f^2$  成反比,这里  $f$  为雷达频率。旋转量由电磁波传播路径上电离层的总的电子量确定,电子量又与雷达的位置、每天各个时段备每各个季节和太阳黑子活动周期有关。当雷达波束指向北方或南方时这种影响较大,而指向东方或西方时最小(这里的方向是相对于地磁北极而说的)。

工作在 UHF 或者较低频率上的宇宙目标探测雷达也会遇到由于目标回波信号大的极化旋转而造成损失。对于这种遭受法拉第旋转效应的雷达,一个解决的办法就是发射单线性极化(例如,垂直极化)和为了避免由法拉第旋转造成的信号能量损失采用两个正交的线性极化(水平极化和垂直极化)接收。对每个极化接收信道的回波信号分别处理,然后合成。这种技术已经应用于 UHF 雷达对空间物体的探测,如 BMEWS(弹道导弹的早期预警系统),AN/FPS-85 空间监视雷达和铺路爪(Pave Paws)导弹警戒雷达。曾经认为,L 波段雷达不会遭受足够的极化旋转,不需要用双极化接收。不过,L 波段的法拉第旋转有时足够大,需要补偿<sup>[105]</sup>。例如,在 1GHz 的频率上,单站雷达观测位于  $30^\circ$  仰角上的目标,最大单程极化旋转据说为  $108^\circ$ <sup>[106]</sup>。法拉第旋转也能影响星载雷达观测地面目标。



**其他的电离层影响** 电离层将引入与  $f^2$  成反比的时间延迟。在 1GHz, 据说最大延迟为  $0.25\mu\text{s}$ <sup>[105]</sup>。还有波束的折射, 吸收损失和引入宽带信号失真的色散。这些因素对于大多数穿过电离层的微波频段雷达的应用影响很小。有个重要的例子, 为了避免当电波穿过电离层时由于色散造成的传播性能的降低, 在微波雷达中必须实施补偿。这在丹麦眼镜蛇高分辨 L 波段雷达中就采用了 (1175~1375MHz)<sup>[107]</sup>。

位于阿拉斯加 Aleutian 列岛最南端的 Shemya 岛上的丹麦眼镜蛇雷达, 设计用来收集前苏联弹道导弹系统的情报信息。它的具有高距离分辨率的波形是具有带宽 200MHz、时宽  $1000\mu\text{s}$  的线性调频脉冲信号。展宽脉冲压缩技术的应用, 使距离分辨率达到约 1m 左右。穿过电离层传播的时间延迟在 200MHz 带宽的低频端和高端不同。这种传播时间的不同, 造成相位畸变和使压缩脉冲宽度展宽, 除非采用补偿技术。通过预校正的发射脉冲与电离层引起的畸变倒置, 获得必要的校正。除了对电离层进行校正外, 由于在高分辨波形的 200MHz 的带宽内多普勒频移也不同, 对其也必须进行校正。

## 参考文献

1. Bachynski, M. P. "Microwave Propagation Over Rough Surfaces." *RCA Review*, 20, No. 2 (June 1959), pp. 308-335.
2. Ament, W. S. "Toward a Theory of Reflection by a Rough Surface." *Proc. IRE*, vol. 41 (January 1953), pp. 142-146.
3. Beard, C. I. "Coherent and Incoherent Scattering of Microwaves from the Ocean." *IRE Trans. AP-9* (September 1961), pp. 470-483.
4. Miller, A. R., R. M. Brown, and E. Vegh. "New Derivation for the Rough-Surface Reflection Coefficient and the Distribution of Sea-Wave Elevations." *IEE Proc.*, 131, Pt. H (1984), pp. 114-116.
5. Miller, A. R., and E. Vegh. "Family of Curves for the Rough Surface Reflection Coefficient." *IEE Proc.* 133, Pt. H (December 1986), pp. 483-489.
6. Barton, D. K. "Low-Angle Radar Tracking." *Proc. IEEE* 62 (June 1974), pp. 687-704.
7. Miller, A. R., and E. Vegh. "Exact Result for the Grazing Angle of Specular Reflection from a Sphere." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Memorandum Rep. 6867, August 9, 1991.
8. Burrows, C. R., and S. S. Attwood. *Radio Wave Propagation*. New York: Academic, 1949.
9. Shibuya, S. *A Basic Atlas of Radio-Wave Propagation*. New York: John Wiley, 1987.
10. Blake, L. "Machine Plotting of Radio/Radar Vertical-Plane Coverage Diagrams." Naval Research Laboratory, Washington, D.C. Rep. 7098, June 25, 1970 (AD 709897).
11. Skolnik, M. "Improvements for Air-Surveillance Radar." *Proc. 1999 IEEE Radar Conf.* pp. 18-21, IEEE Catalog no. 99CH36249.
12. ITU-R Recommendation P.453-5, "The Radio Refractive Index: Its Formula and Refractivity Data," 1995.

13. Hitney, H. V. "Refractive Effects from VHF to EHF, Part A: Propagation Mechanisms." Paper no. 4A in *Propagation Modeling and Decision Aids for Communications, Radar, and Navigation Systems*. AGARD-LS-196, NATO, September 1994.
14. Bean, B. R., and E. J. Dutton. "Radio Meteorology," National Bureau of Standards Monograph 92, March 1, 1966.
15. Shibuya, S. Ref. 9, p. 28.
16. Bean and Dutton. Ref. 14, Secs. 3.1 and 3.2.
17. Bean, B. R. "The Geographical and Height Distribution of the Gradient of Refractive Index." *Proc. IRE*, 41 (April 1953), pp. 549–550.
18. Bean, B. R. et al. "A World Atlas of Atmospheric Radio Refractivity," U. S. Dept. of Commerce, ESSA Monograph 1, 1966.
19. Hall, M. P. M., L. W. Barclay, and M. T. Hewitt. *Propagation of Radiowaves*. London: Institution of Electrical Engineers, 1996, Sec. 6.2.
20. Blake, L. V. "Prediction of Radar Range." *Radar Handbook*, 2nd ed. M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 2, Fig. 2.18.
21. Tank, W. G. "Atmospheric Effects." *Airborne Early Warning*. W. C. Morchin (Ed.). Boston, MA: Artech House, 1990, Chap. 3. See also Morchin, W. *Radar Engineer's Sourcebook*. Boston, MA: Artech House, 1993, Sec. 15.4.3.
22. Bauer, K. W. "Range-Height-Angle Charts with Lookdown Capability." *Microwave J.* 24 (October 1981), pp. 89–92.
23. Jursa, A. S. (Ed.). *Handbook of Geophysics and the Space Environment*. U.S. Air Force Geophysics Laboratory, 1985. (Available from National Technical Information Service, Springfield, VA, 22161.)
24. Valley, S. L., (Ed.). *Handbook of Geophysics and Space Environments*. New York: McGraw-Hill, 1965.
25. Shannon, H. H. "Recent Refraction Data Corrects Radar Errors." *Electronics* 35, No. 49 (Dec. 7, 1962), pp. 52–56.
26. Blake, L. V. "Ray Height Computation for a Continuous Nonlinear Atmospheric Refractive-Index Profile." *Radio Science* 3 (January 1968), pp. 85–92.
27. Brown, B. P. "Radar Height Finding." *Radar Handbook*, 1st ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1970, Chap. 22, Sec. 22.3.
28. Murrow, D. J. "Height Finding and 3D Radar." In *Radar Handbook*, 2nd ed. M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 20, Sec. 20.2.
29. Barnett, K. M., and S. H. Brown. "Accuracy of Calculated Radar Refraction Errors." *IEEE Trans.* AP-13 (November 1965), p. 986.
30. Nathanson, F. E. *Radar Design Principles*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1991, Fig. 6.26.
31. Robertshaw, G. "How Accurate is Range Correction?" *Microwaves & RF* 25 (March 1986), pp. 129–132.
32. Rowland, J. R., and S. M. Babin. "Fine-Scale Measurements of Microwave Refractivity Profiles with Helicopter and Low-Cost Rocket Probes." *Johns Hopkins APL Tech. Dig* 8, No. 4 (1987), pp. 413–417.

33. Bean, B. R., and E. J. Dutton. Ref. 13, Sec. 2.3.
34. Anderson, L. J., and E. E. Gossard. "Prediction of Oceanic Duct Propagation from Climatological Data." *IRE Trans.* AP-3 (October 1955), pp. 163–167.
35. Anderson, K. D. "Radar Measurements at 16.5 GHz in the Oceanic Evaporation Duct." *IEEE Trans.* AP-37 (January 1989), pp. 100–106.
36. Katzin, M., R. W. Bauchman, and W. Binnian. "3- and 9-Centimeter Propagation in Low Ocean Ducts." *Proc. IRE* 35 (September 1947), pp. 891–905.
37. Jeske, H. "State and Limits of Prediction Methods of Radar Wave Propagation Conditions Over the Sea." In *Modern Topics in Microwave Propagation and Air-Sea Interaction*, A. Zanca (Ed.). D. Reidel Publishing, 1973.
38. Patterson, W. L., et al. "Engineer's Refractive Effects Prediction System (EREPS)." Version 3.0, Naval Command, Control, and Ocean Surveillance Center, RDT&E Division, San Diego, CA, Tech. Document 2648, May, 1994.
39. Paulus, R. A. "Practical Applications of an Evaporation Duct Model." *Radio Science* 20 (July–August 1985), pp. 887–896.
40. Jeske, H. "The State of Radar-Range Prediction Over Sea." *AGARD Conf. Proceedings* 70(2) (1971), pp. 50.1–50.10.
41. Hitney, H. V., A. E. Barrios, and G. E. Lindem. "Engineer's Refractive Effects Prediction System (EREPS) User's Manual." Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA, July 1988, (AD 203443)
42. Babin, S. M., G. S. Young, and J. A. Carton. "A New Model for the Oceanic Evaporation Duct." *J. Applied Meteorology* 36 (March 1997), pp. 193–204.
43. Anderson, K. D. "94-GHz Propagation in the Evaporation Duct." *IEEE Trans.* AP-38 (May 1990), pp. 746–753.
44. Joseph, R. I., and G. D. Smith. "Propagation in an Evaporation Duct: Results in Some Simple Analytic Models." *Radio Science* 7 (April 1972), pp. 433–441.
45. Früchtenicht, H. W. "Notes on Duct Influences on Line-of-Sight Propagation." *IEEE Trans.* AP-22 (March 1974), pp. 295–302.
46. Giger, A. J. *Low-Angle Microwave Propagation*. Norwood, MA: Artech House, 1991. Sec. 2.5.
47. Anderson, K. D. "Radar Detection of Low-Altitude Targets in a Maritime Environment." *IEEE Trans.* AP-43 (June 1995), pp. 609–613.
48. Hitney, H. V. Ref. 13, Sec. 6.2.
49. Patterson, W. L., et al. Ref. 38, pp. 12–14.
50. Battan, L. J. *Radar Observation of the Atmosphere*. Chicago: University of Chicago Press, 1973.
51. Pappert, R. A., and C. L. Goodhart. "A Numerical Study of Tropospheric Ducting at HF." *Radio Science* 14 (September–October 1979), pp. 803–813.
52. Appreciation is expressed to John Walters of the U. S. Naval Research Laboratory for supplying this information, and to Vilhelm Gregers-Hansen who originally created the figure.
53. Ringwalt, D. L., and F. C. McDonald. "Elevated Duct Propagation in the Tradewinds." *IRE Trans.* AP-9 (July 1961), pp. 377–383.

54. Guinard, N. W., J. Ransone, D. Randall, C. Purves, and P. Watkins. "Propagation Through an Elevated Duct: Tradewinds III." *IEEE Trans. AP-12* (July 1964), pp. 479–490.
55. Purves, C. G. "Geophysical Aspects of Atmospheric Refraction." Naval Research Laboratory, Washington, D.C. Rep. 7725, June 7, 1974.
56. Hitney, H. V., R. A. Pappert, C. P. Hattan, and C. L. Goodhart. "Evaporation Duct Influences on Beyond-the-Horizon High Altitude Signals." *Radio Science* 13 (July–August 1978), pp. 669–675.
57. Kerr, D. E. (Ed.). *Propagation of Short Radio Waves*. MIT Radiation Laboratory Series, vol. 13 New York: McGraw-Hill, 1951.
58. Brookner, E., E. Ferraro, and G. D. Ouderkirk. "Radar Performance During Propagation Fades in the Mid-Atlantic Region." *IEEE Trans. AP-46* (July 1998), pp. 1056–1064.
59. Day, J. P., and L. G. Trolese. "Propagation of Short Radio Waves Over Desert Terrain." *Proc. IRE* 38 (February 1950), pp. 165–175.
60. Donohue, D. J., and J. R. Kuttler. "Modeling Radar Propagation Over Terrain." *Johns Hopkins APL Tech. Dig.* 18, No. 2 (1997), pp. 279–287.
61. Dockery, G. D. "Method of Modeling Sea Surface Clutter in Complicated Propagation Environments." *IEE Proc.* 137, No. 2, Pt. F (April 1990), pp. 73–79.
62. Reilly, J. P., and G. D. Dockery. "Influence of Evaporation Ducts on Radar Sea Return." *IEE Proc.* 137, No. 2, Pt. F (April 1990), pp. 80–88.
63. Heimken, H. F. "Low-Grazing-Angle Radar Backscatter from the Ocean Surface." *IEE Proc.* 137, No. 2, Pt. 7 (April 1990), pp. 113–117.
64. Booker, H. G. "Elements of Radar Meteorology: How Weather and Climate Cause Unorthodox Radar Vision Beyond the Geometrical Horizon." *J. IEE* 93, Pt. IIIA (1946), pp. 69–78.
65. Nathanson, F. E. Ref. 30, Sec. 9.5.
66. Hitney, H. V. "Refractive Effects from VHF to EHF, Part B: Propagation Models." Paper no. 4B in *Propagation Modeling and Decision Aids for Communications, Radar, and Navigation Systems*. AGARD-LS-196, NATO, September 1994.
67. Kerr, D. E. Ref. 57.
68. Budden, K. G. *The Wave-Guide Mode Theory of Wave Propagation*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1961.
69. Dockery, G. D. "Modeling Electromagnetic Wave Propagation in the Troposphere Using the Parabolic Equation." *IEEE Trans. AP-36* (October 1988), pp. 1464–1470.
70. McArthur, R. J. "Propagation Modeling Over Irregular Terrain Using the Split-Step Parabolic Equation Method." *International Conf. Radar 92, IEE Conf. Publication* 365, London, 1992, pp. 54–57.
71. Barrios, A. E. "Parabolic Equation Modeling in Horizontally Inhomogeneous Environments." *IEEE Trans. AP-40* (July 1992), pp. 791–797.
72. Barrios, A. E. "A Terrain Parabolic Equation Model for Propagation in the Troposphere." *IEEE Trans. AP-42* (January 1994), pp. 90–98.

73. Hitney, H. V. "Hybrid Ray Optics and Parabolic Equations Methods for Radar Propagation Modeling." *Int. Conf. Radar 92, IEE Conf. Publication 365*, London (1992), pp. 58–61.
74. Richter, J. H. "Electromagnetic Wave Propagation Assessment." *AGARD Highlights 92/1* (March 1992), pp. 6–14.
75. Hitney, H. V., and J. H. Richter. "Integrated Refractive Effects Prediction System (IREPS)." *Naval Engineers J.* 2 (April 1976), pp. 257–262.
76. Patterson, W.L., et al. *IREPS 3.0 User's Manual*. Naval Ocean Systems Center (NOSC), San Diego, CA, Tech. Document 1151, September 1987. See also Revision PC-2.0, Tech. Document 1874, August 1990.
77. Patterson, W. L. *Advanced Refractive Effects Prediction System (AREPS), Version 1.0 User's Manual*. SPAWAR Systems Center, San Diego, Technical Document 3028, April 1998.
78. Gelsenheyner, S. "Computerized Data Help Predict Anomalous Propagation." *Microwave System News* 11 (April 1982), pp. 45–46.
79. Belobrova, M. V., et al. "Software Suite for Diagnosing USW Propagation Over the Sea." *Radiophysics and Quantum Electronics* 33 (June 1991), pp. 961–965.
80. Skolnik, M. I. "Radar Horizon and Propagation Loss." *Proc. IRE* 45 (May 1957), pp. 697–698.
81. Millman, G. H., and G. R. Nelson. "Surface Wave HF Radar for Over-the-Horizon Detection." *Record of the IEEE 1980 International Radar Conf.* pp. 106–112, IEEE Publication 80CH1493–6 AES, New York.
82. Powers, R. L., L. M. Lewandoski, and R. J. Dinger. "High Frequency Surface Wave Radar—HFSWR." *Sea Technology* 37 (November 1996), pp. 25–32.
83. Headrick, J.M., and M. I. Skolnik. "Over-the-Horizon Radar in the HF Band." *Proc. IEEE* 62 (June 1974), pp. 664–673.
84. Lipa, B. J., and D. E. Barrick. "Extraction of Sea State from HF Radar Sea Echo: Mathematical Theory and Modeling." *Radio Science* 21 (January–February 1986), pp. 81–100.
85. Lipa, B. J., D. E. Barrick, J. Isaacson, and P. M. Lilleboe. "CODAR Wave Measurements From a North Sea Semisubmersible." *IEEE J. Oceanic Engineering* 15 (April 1990), pp. 119–125.
86. Graber, H. C., B. K. Haus, R. D. Chapman, and L. N. Shay. "HF Radar Comparisons with Moored Estimates of Current Speed and Direction: Expected Differences and Implications." *J. Geophys. Res.* 102, no. C8 (August 15, 1997), pp. 18,749–18,766.
87. Walsh, J., B. J. Dawe, and S. K. Srivastava. "Remote Sensing of Icebergs by Ground-Wave Doppler Radar." *IEEE J. Oceanic Engineering* OE-11 (April 1986), 276–284.
88. Srivastava, S. K., and J. Walsh. "Over-the-Horizon Radar." Chapter 7 in *Remote Sensing of Sea Ice and Ice Bergs*, S. Haykin, E. O. Lewis, R. K. Raney, and J. R. Rossiter (Eds.). New York: John Wiley, 1994.
89. Straiton, A. W., and W. Tolbert. "Anomalies in the Absorption of Radio Waves by Atmospheric Gases." *Proc. IRE* 48 (May 1960), pp. 898–903.

90. Straiton, A. W. "The Absorption and Reradiation of Radio Waves by Oxygen and Water Vapor in the Atmosphere." *IEEE Trans. AP-23* (July 1975), pp. 595-597.
91. Blake, L. V. "Prediction of Radar Range." In *Radar Handbook*, 1st ed. M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1970, Chap. 2, Sec. 2.7.
92. Baars, J. W. M. "The Measurement of Large Antennas with Cosmic Radio Sources." *IEEE Trans. AP-21* (July 1973), pp. 461-474.
93. Graf, W., R. N. Bracewell, J. H. Deueter, and J. S. Rutherford. "The Sun as a Test Source for Boresight Calibration of Microwave Antennas." *IEEE Trans. AP-19* (September 1971), pp. 606-612.
94. Evans, G. E. *Antenna Measurement Techniques*. Boston, MA: Artech House, 1990, Secs. 2.6 and 3.3.3.
95. Schonland, B. F. J. *The Flight of Thunderbolts*. 2nd ed. Oxford, London: Clarendon Press, 1964.
96. Skomal, E. N. "Man-Made Noise in the M/W Frequency Range." *Microwave J.* 18 (January 1975), pp. 44-47.
97. Skomal, E. N. *Man-Made Radio Noise*. New York: Van Nostrand, 1978.
98. Ralston, J., J. Heagy, and R. Sullivan. "Environmental/Noise Effects on VHF/UHF UWB SAR." Institute for Defense Analyses, Alexandria, VA, IDA Paper, P-3385, September 1998.
99. Greene, J. C., and M. T. Lebenbaum. Letter in *Microwave J.* 2 (October 1959), pp. 13-14.
100. Pieramico, A. F., D. A. Rugger, and L. R. Moyer. "The Radar Support System (RSS): A Tool for Siting Radars and Predicting their Performance." *ATC Systems* 2, No. 1 (January/February 1996), pp. 32-40.
101. Lin, C. C., and J. P. Reilly. "A Site-Specific Model of Radar Terrain Backscatter and Shadowing." *Johns Hopkins APL Tech. Digest* 18, No. 3 (July-September 1997), pp. 432-447.
102. Weil, T. A. "Atmospheric Lens Effect; Another Loss for the Radar Range Equation." *IEEE Trans. AES-9* (January 1973), pp. 51-54.
103. Shrader, W. W., and T. A. Weil. "Lens-Effect Loss for Distributed Targets." *IEEE Trans. AES-23* (July 1987), pp. 594-595.
104. Goodman, J. M., and J. Aarons. "Ionospheric Effects on Modern Electronic Systems." *Proc. IEEE* 78 (March 1990), pp. 512-528.
105. Brookner, E., Hall, W. M., and R. H. Westlake. "Faraday Loss for L-band Radar and Communications Systems." *IEEE Trans. AES-21* (July 1985), pp. 459-469.
106. Flock, W. L. "Propagation Effects on Satellite Systems at Frequencies Below 10 GHz." *NASA Reference Publication* 1108 (December 1983), Sec. 2.4.
107. Filer, E., and J. Hartt. "Cobra Dane Wideband Pulse Compression System." *IEEE EASCON '76*, pp. 61-A to 61-M.

## 习题

8.1 在此习题中,假设地球表面是平的。(a)对于位于理想导电平面上高 50 英尺的 L 波段(1300MHz)雷达天线,两个最低仰角方向多径干扰波瓣的仰角是多少(以度计)? (b)位于 3

海里处地面上方第一(最低)波瓣峰值的高度是多少(以米计)?(c)若是 X 波段(9375MHz)雷达天线,重复问题(a)和(b)。(d)根据上面的分析,你能得出对低空目标的探测范围和雷达频率的结论吗?(e)对于(c)部分的 X 波段舰载航海雷达,何时由于多径天线波束分裂造成不能对航标的检测,尤其是当舰船航行在平静的水面上时?(可以假设航标回波是由平均海平面上 6m 处航标顶端角形反射器发出的。)

8.2 在什么条件下,位于导电平面(例如,平静的海面)上的点目标的回波信号能量与目标距离的八次方成反比?

8.3 图 8.1 示出了雷达和点目标之间的两条路径(直接路径和表面反射路径)。假设雷达发射了一个持续时间很短的脉冲,持续时间远远小于在两路径上传播的时间差,也就是与  $2\Delta/C$  相比,脉宽很小, $\Delta$  已由式(8.4)给出。(可以认为在空间传播的脉冲的宽度是  $\delta$  函数。)(a)画出经点目标反射后的雷达接收回波图。(到达雷达有不只一个回波。)(b)导出两个脉冲之间时间间隔的表达式?(c)这种类型的短脉冲如何用来测量目标的高度?

8.4 由于多径造成垂直面方向图中的多个波瓣,会当目标在零点方向时导致目标信号损失。雷达系统设计时,如何避免这种损失?

8.5 许多对空监视雷达工作时天线波束的指向稍稍向上,以便仰角方向图的较低的半功率点向地平线而不是使最大天线增益方向指向地平线。讨论天线的半功率点指向地平线方向而不是最大天线增益指向地平线方向的优点和缺点。

8.6 对于探测低空目标,雷达的什么因素比较重要?

8.7 图 8.6(b)的标题说明了这是一幅天线 75 英尺高,900MHz 的雷达仰角方向图。用等式(8.8)证明基于天线方向图 8.6(b)这一点是正确的。假设地面平坦和有效地球半径  $4/3$ 。(不过,用最低的波瓣可能得不到像用下一个较高的波瓣一样正确的结果。)

8.8 (a) 证明在有效半径为  $ka$  的地球上高为  $h$  的雷达到地平线的距离为  $d = \sqrt{2kah}$ 。(b) 若  $k=4/3$ ,实际地球半径  $a=3440$  海里,10 000 英尺高的雷达到地平线的距离是多少海里?(c) 如果大气折射度是  $k=1.8$  而不是 1.33,(b) 中雷达到地平线的距离增加多少?(d) 如果雷达自由空间作用距离恰好等于到地平线的距离  $d$ ,为什么它可能看不到位于地平线处的目标?

8.9 表示对地球半径作修正以考虑大气折射的因子  $k$  由式(8.16)给出,即

$$k = \frac{1}{1 + a(dn/dh)}$$

这里, $a$  为地球半径, $dn/dh$  为折射指数相对于高度的变化率,(a)  $dn/dh$  取什么值能使  $k=\infty$ ? (b)  $k=\infty$  的意义是什么?

8.10 8.4 节中说<sup>[25]</sup>高度为 40 000 英尺,俯仰角为  $3^\circ$  的目标由于大气折射引起的作用距离误差为 97.5 英尺。将此与你使用根据不同的实验数据得到的式(8.19)得到的作用距离误差作比较(可能需要使用图 8.9,取表面折射系数为 313)。

8.11 (a) 为什么雷达极少工作在 22GHz 或 60GHz 附近?(b) 干净的大气环境下,工作频率为 5GHz,200 海里(并返回)俯仰角为  $0^\circ$ ,雷达信号的双程衰减是多少?(c) 俯仰角增至  $5^\circ$  时的双程衰减是多少?(d) 为什么远距离  $0^\circ$  俯仰角度处的飞机目标不易探测?

8.12 探测低高度水上导弹目标的舰载军用雷达可能基于:(1)微波波导传播,(2)高频表面波传播来扩展探测距离超过地平线。对于它们执行此任务时的效率来比较这两种方法。比



较中包括其相对尺寸的影响、所有条件下检测的可靠性、精度和任何你认为合适的因素。

8.13 式(8.11b)假设天线增益在各频率下保持常数(这意味着波束宽度不变),从而接收回波信号功率  $P_r$  随  $\lambda^{-2}$  变化,  $\lambda$  为波长。如果天线口径  $A_e$  在各频率下保持常数,回波信号功率  $P_r$  随波长如何变化?

## 第9章 雷达天线

### 9.1 雷达天线的功能

雷达天线是雷达重要而有特色的组成部分。它有如下功能：

- 在空间传播和在传输线中导波传播之间起转换器作用；
- 在目标的方向上集中辐射能量(以天线增益来度量)；
- 聚集从目标到雷达的后向散射回波能量(以天线有效孔径来度量)；
- 测量回波信号的到达角度以提供目标的方位角、俯仰角或者二者兼有的角位置；
- 对在角度(空间)域分开(分辨)目标起空间滤波器的作用,并抑制来自非主波束方向的不需要的信号；
- 提供雷达想要的体积覆盖；
- 通常确定雷达多次观察目标之间的时间间隔(重访时间)。

此外,在展示雷达图片时天线是雷达系统最常描绘的部分(从天线图片要比从设备机柜图片可了解更多的雷达特性)。

就雷达天线而言,大的好(在机械和电信公差限制以及对装载天线的车辆可用物理空间的约束之内)。天线愈大,雷达的性能愈好,发射机就可以比较小,雷达系统需要的初级功率的总量也较小。发射天线增益和接收有效孔径是互相成正比的[如式(1.8)或式(9.9)所给出的],所以大的发射增益意味着大的有效孔径,反之亦然。正如在第1章中提到的,在雷达中一个共有的天线通常既用于发射又用于接收。

几乎所有的雷达天线都是有方向性的并以某种方法在角度上扫描波束。定向天线意味着窄波束,这就导致精确的角度测量并且能分辨相互靠近的多个目标。对于雷达,微波频率的一个重要优点是具有窄波束宽度的定向天线可以用相对较小的物理尺寸的孔径来实现。

在这一章,雷达天线将被认为既是发射天线又是接收天线,取决于说明特定的天线性能哪种说法更为方便。由于天线理论的互易性定理对于其一(发射天线或接收天线)得到的结果,可以马上用到另一种天线(接收天线或发射天线)上<sup>[1]</sup>。

天线设计师们拥有种种可供选择的定向天线类型,包括各种形式的反射面天线、相控阵天线、端射天线及透镜天线。所有这些类型天线(在一个时期或另一个时期的)雷达中都得到了应用。这些天线的区别在于如何形成辐射波束,以及在角度上扫描波束的方法。天线波束的扫描可以用机械的方法(用物理的方法决定天线的位置)或电子的方法(固定的相控阵用移相器)来实现。相对简单的类似于汽车前灯或探照灯,以不同方式构成的抛物反射面曾是常规雷达微波天线的流行形式。如在本章稍后将要讨论的,抛物反射面可以是一个旋转抛物面、抛物面的一部分、抛物柱面、卡塞格伦结构、抛物环或者镜面扫描(又称极化扭转卡塞格伦)。还用过球形反射面,但是仅仅用于特殊有限的用途。

机械旋转的阵列天线是在第二次世界大战早期服役的大多数低频对空警戒雷达的基础。在第二次世界大战期间及二战刚刚结束后,当雷达的频率增加到微波区域时它们最后被抛物面天线代替了。在 20 世纪 70 年代,机械扫描的平面阵列天线又出现了,但是微波频率用的是裂缝波导辐射器,或者印制电路天线而不是偶极子。机械扫描的平面阵列天线在几乎所有的 3D(3 坐标)雷达天线、低副瓣天线以及机载雷达(此处天线是装配在飞机头部的天线罩中的)中见到。(平面孔径比实际可装进去的抛物反射面允许以更大尺寸的天线装在天线罩内。)一个用在 AWACS 雷达中的超低副瓣旋转平面阵列的实例稍后展示在图 9.49 中。

自 20 世纪 60 年代中期开始,电子扫描的相控阵天线开始用于某些要求苛刻的军用雷达应用场合。它是各种各样的天线中的最有趣和最多用途的,但也是更昂贵的和更复杂的。

## 9.2 天线参数

在第 1 章和第 2 章中讨论雷达方程时引入了若干重要的天线参数。在此对前面已引入的天线参数进行回顾和展开并且增加一些尚未讨论的其他参数。

### 方向性增益

增益是天线在特定方向上集中发射能量的能力的一种度量。它有两个不同但互为相关的定义。其一是方向性增益(有时叫作方向性),另一个是功率增益(常常简单地称为增益)。因为二者都在使用,故雷达系统工程师应该明白这两个增益的定义。方向性增益是天线辐射方向图本性的描述,它通常是天线工程师感兴趣的增益定义。功率增益与方向性增益有关,但它考虑了天线本身的损耗。功率增益对于在雷达距离方程中的应用是更为适合的,因此对于雷达工程师更感兴趣。

将用  $G_D$  来表示方向性增益(在其他文献中有时它用  $D$  来表示),发射天线的方向性增益可以定义为

$$G_D = \text{最大辐射强度} / \text{平均辐射强度} \quad (9.1)$$

式中,辐射强度是在  $(\theta, \phi)$  方向单位立体角内辐射的功率,表示为  $P(\theta, \phi)$ 。它的单位是瓦/立体弧度。作为角度坐标函数的辐射强度图称为辐射强度方向图。功率密度,或者每单位面积的功率,当绘制成角度的函数时叫作功率方向图。当它们在相对的基础上画出时,也就是当最大值归一时,功率方向图和辐射强度方向图是完全相同的。当在相对的基础上绘制时,它们叫作天线辐射方向图,或者简称为辐射方向图。

因为在整个  $4\pi$  立体弧度的立体角上的平均辐射强度等于天线辐射的总功率除以  $4\pi$ ,式(9.1)的方向性增益可以写成

$$G_D = 4\pi(\text{单位立体角辐射的最大功率}) / \text{天线辐射的总功率} \quad (9.2)$$

这个方程指出从天线辐射方向图求方向性增益的方法。单位立体角辐射的最大功率由观察方向图得到,而总的辐射功率是对辐射方向图进行积分求得的。由式(9.2),方向性增益可以表示成

$$G_D = \frac{4\pi P(\theta, \phi)_{\max}}{\iint P(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{B} \quad (9.3)$$

式中,  $B$  叫作波束面积并且定义为

$$B = \frac{\iint P(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi}{P(\theta, \phi)_{\max}} \quad (9.4)$$

如果在整个波束面积上单位立体角的功率等于  $P(\theta, \phi)_{\max}$ , 波束面积  $B$  就是所有的辐射功率都通过它的立体角。实际上, 它定义了一个等效天线方向图。如果  $\theta_B$  和  $\phi_B$  是在两个正交平面内的半功率波束宽度(弧度), 波束面积  $B$  近似等于  $\theta_B \phi_B$ 。代入式(9.3)得到

$$G_D \approx \frac{4\pi}{\theta_B \phi_B} \quad (9.5a)$$

这仅仅是一个近似值并且应该谨慎使用。另一个对上式进行了改进的近似值是

$$G_D \approx \frac{\pi^2}{\theta_B \phi_B} \quad (9.5b)$$

这个表达式假设一个具有  $\theta_B$  和  $\phi_B$  定义为半功率波束宽度的高斯波束形状<sup>[2]</sup>(这种方向性增益的形式是受气象学家欢迎的)。在式(9.5a)和式(9.5b)中, 波束宽度是以弧度表示的。如果在式(9.5a)中波束宽度以度表示, 则在分子上的  $4\pi$  以 41 253 代替。可是, 式(9.5a)在提供方向性增益值上太乐观了, 因它提供的值过高。它适用于无副瓣的矩形波束。

Warren Stutzman<sup>[3]</sup>推荐了一个实际的天线“供一般性使用是极好的近似”的式(9.5c)

$$G \approx \frac{26\,000}{\theta_B \phi_B} \quad (9.5c)$$

式中, 半功率波束宽度是度。他声称“在式中用增益  $[G]$  代替方向性不是由于损耗……[而是]指出公式对真实的天线硬件是合适的, 式中增益是在性能描述中使用的参数”。该方程说明  $1^\circ$  笔形波束天线具有 44dB 增益。它不应该取代更精确的分析、计算或者测量; 当关于天线除了知道在主平面它的波束宽度外其他一无所知时, 它远好于式(9.5a)和式(9.5b)。

### 功率增益

用  $G$  表示的功率增益除了它考虑了在天线中消耗性的损耗之外, 是与方向性增益类似的(它不包括阻抗失配引起的损耗或者极化失配的损耗)。它可以用与方向性增益定义式(9.2)类似的方式来定义, 如果分母是天线从与之连接的发射机收到的净功率, 或者

$$G = 4\pi(\text{单位立体角辐射的最大功率}) / \text{天线收到的净功率} \quad (9.6a)$$

一个等效的定义是

$$G = \text{从主体天线辐射的最大强度} / \text{从具有同样功率输入的无损耗各向同性辐射器辐射的强度} \quad (9.6b)$$

无论何时只要可以选择, 应选功率增益用在雷达方程中, 因为它包括了由天线引起的消耗性损失。方向性增益总是大于功率增益, 它更密切地与天线波束宽度相关。对于反射面天线在这两种天线增益之间的差别通常很小。功率增益和方向性增益是通过辐射效率  $\rho_r$  相联系的, 如下式所示

$$G = \rho_r G_D \quad (9.7)$$

辐射效率也是天线辐射的总功率对天线在它的终端收到的净功率的比。实际上在增益的两个定义之间的差别常常被忽略, 特别在天线中消耗的损失很小时。

在上面描述的功率增益和方向性增益的定义是发射天线给出的。由于互易性, 接收天线的方向图与发射天线的方向图是一样的, 所以接收天线可以用发射天线的增益来描述。这就是为什么即使增益是以发射天线定义的, 人们也可以谈论接收增益。从另一方面来讲, 接收天

线的有效孔径在发射天线中却没有类似的特征。

应该时刻注意,雷达天线能够测量的增益的精度通常大约为 $\pm 0.5\text{dB}^{[4]}$ 。除非有理由要更精确,人们不应规定或报出更加优于此精度的天线增益。

### 天线辐射方向图

上述的天线增益意味着最大值,增益也常作为角度函数来谈论。通常辐射方向图的纵坐标表示归一化的作为角度函数的增益,这就是大家知道的相对增益。不幸的是,术语增益常用来既表示最大值又表示作为角度函数的增益。这种不确定性的用法,其含义通常可以从上下文断定。

抛物反射面天线的天线辐射方向图举例表示在图 9.1 中<sup>[5]</sup>。这种特殊的方向图可能不能代表精心设计的现代高增益天线,但是它确实举例说明了一个简单反射面天线辐射方向图可能具有的各种特征。主波束示在 $0^\circ$ ,主波束之外的方向图的剩余部分是旁瓣区域。随着离开最大增益方向角度的增加,在低于峰值约 22dB 处这个特殊的辐射方向图上存在不规则性。这叫作退化瓣或在主瓣侧面的“肩膀”。它并不出现在所有辐射方向图中,也是不期望的,因为它指出在孔径照射中有相位误差。通常,当在孔径照射中误差小的时候,第一副瓣出现在靠近退化瓣出现的地方,而不是在图中第一副瓣出现的地方。

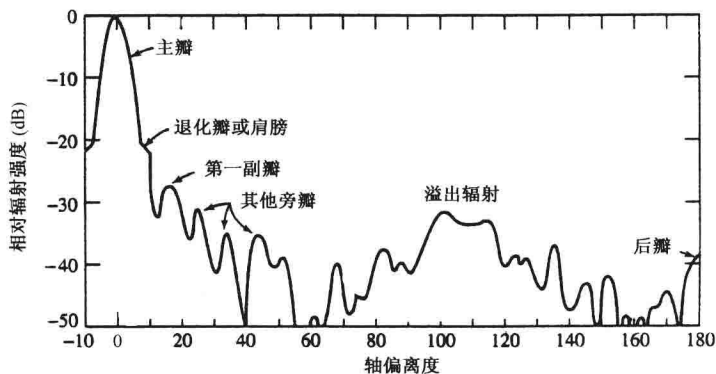


图 9.1 一个特定抛物反射面天线辐射方向图,说明了主波束和副瓣辐射(取自 Cutler 等<sup>[5]</sup>, Proc. IRE.)

通常近区旁瓣大小随着角度增加而减小。减小是由孔径照射的形状决定的(如在下一节中描述的)。

某些类型相控阵天线,在移相器和功率分配网络中的损耗可能相当高,以致在功率增益和方向性增益之间的差别相当大。在这种场合,报出的通常是方向性增益,损耗在其他地方考虑。

最终,由孔径照射形成的副瓣被由在孔径中的随机误差形成的副瓣遮蔽了[(9.12)节]。就一个常规的反射面天线来说,通常存在来自馈源辐射方向图的一部分的溢出辐射,这一部分是未被反射器截获的部分(在图 9.1 的例中,它出现在大约 $100^\circ$ 到 $115^\circ$ )。由于在反射器边缘的绕射和通过网孔反射面表面(如果表面不是实体)的直接泄漏,这种辐射方向图在背后的方向( $180^\circ$ )也具有显著的波瓣。

示于图 9.1 中的辐射方向图是绘制成一个角度坐标的函数,但是实际的方向图是一个作为两个角度函数的辐射强度  $P(\theta, \phi)$  图。对地面雷达一般使用的两个角度坐标是方位和俯仰,但是也使用其他适当的角度坐标。

显示和解读辐射方向图的完整的三维图形是复杂的,而且并不总是必须的。例如,有对称笔形波束方向图的天线可以用在一个角度坐标上的单个图形来代表,因为它是圆对称的。矩形或者类似矩形孔径的辐射强度方向图,常常可以写成在两个坐标平面的辐射强度方向图的乘积,例如

$$P(\theta, \phi) = P(\theta, 0)P(0, \phi) \quad (9.8)$$

这样,当方向图可以表示成这种形式时,在两个坐标上的完整辐射方向图可由在  $\theta$  和  $\phi$  平面的两个单一坐标方向图来决定。

### 有效孔径

接收天线的有效孔径是用天线对入射波呈现的有效面积来度量的。如在式(1.8)给出的,无损耗天线的发射增益  $G$  和接收有效面积  $A_e$  的关系如下式

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi \rho_a A}{\lambda^2} \quad (9.9)$$

式中,  $\lambda$  = 波长,  $\rho_a$  = 天线孔径效率,  $A$  = 天线的物理面积, 以及  $A_e = \rho_a A$ 。孔径效率取决于在天线孔径上电流照射的特性, 对均匀照射  $\rho_a = 1$ 。用均匀照射得到的高效率的优点受到具有相对高峰值副瓣电平的辐射方向图的节制。孔径照射在孔径的中心最大, 在接近边缘时幅度逐渐台坡的方向图具有较低副瓣, 但是比均匀照射效率要低。

### 旁瓣辐射

旁瓣辐射是来自天线的辐射而非由主瓣辐射出的辐射。在理论上仅具有单一主瓣而没有副瓣的天线的辐射方向图是可能的, 它是不但实际上不能实现, 而且是不值得要的。因为主瓣会非常宽(如稍后在 9.13 节中提到的), 一般来说, 副瓣越低, 天线增益和孔径效率也越低, 并且主瓣的宽度也会越宽。

天线的副瓣电平可用最高副瓣值或所有副瓣辐射的均方根(rms)值(通常是 dB 值), 或某些其他适当的度量标准来表示。对雷达系统工程师的目的, 峰值副瓣是副瓣性能的好的度量。对于具有均匀照射的线源孔径, 峰值副瓣(就是第一副瓣)低于主瓣最大值 13.2dB, 或者有一 13.2dB 的值。对于大多数雷达应用这个值通常太高了, 即使它的孔径效率是 1, 即 100%。

低的副瓣在雷达中是想得到的, 以避免检测到被天线的副瓣照射到的大目标。从副瓣接收到任何回波, 将不能由它们给出正确的角度显示(赋给来自副瓣回波的角度将是主波束在检测时刻所指的角度, 而不是照射目标的副瓣的角度)。低副瓣可以降低强干扰的影响并减小进入高 prf(脉冲重复频率)脉冲多普勒雷达(如在 3.9 节中讨论的)天线副瓣的杂波回波。

天线的最高副瓣通常是邻近主瓣的第一副瓣。由波导喇叭馈电的典型的抛物反射面天线可能具有 -23~-28dB 的峰值副瓣。专门设计的阵列天线, -40~-50dB 的峰值副瓣是可能的。小于 -50dB 的峰值副瓣有时候叫作超低副瓣。

### 孔径效率

孔径效率基于最大辐射强度, 它通常出现在主瓣的中心。它与辐射效率(它是信号通过天线传播时能量消耗的度量标准)不同。辐射功率小于 1 意味着能量损失了。另一方面, 孔径效率小于 1 意味着辐射能量在角度上重新分配而不是消耗。例如, 考虑正比于  $\cos^2(\pi z/2)$  的线源天线孔径照射, 式中  $z$  是离开孔径中心的距离,  $-D/2 \leq z \leq +D/2$ , 而  $D$  是孔径尺寸。在这个例子中孔径照射的幅度是孔径上半个周期余弦的平方。相比平均照射的 -13.2dB, 它的辐射方向图具有一 32dB 的第一副瓣。与均匀照射天线的辐射方向图相比, 增益减小了 0.67 倍

而它的波束宽度增加了 1.63 倍。对于像在警戒雷达中可能使用的扫描天线,由于波束宽度较宽,增益的缩减部分由接收的脉冲数的增加得到补偿。

对雷达系统工程师而言,还有其他的天线属性可能要比孔径效率更重要。这样,为了得到其他的好处,孔径效率可能减小。这些天线属性可能包括低副瓣电平,雷达天线波束在指定的角度区域内辐射能量最大化<sup>[6,7]</sup>,余割平方等赋形波束,以及优化的有益于角跟踪精度的单脉冲天线方向图。对于天线工程师而言,孔径效率可能是重要的,但是对雷达系统工程师而言,为了达到某些更重要的天线特性,常常用口径效率来交换。

### 极化

电磁波的极化用电场的取向来定义。大部分雷达天线是线极化的,其电场的取向或者是水平的或者是垂直的。机载警戒雷达一般使用水平极化。大多数跟踪雷达是垂直极化的。当电场以等于 RF(射频)频率的速率旋转时,出现圆极化。有时它用来提高在雨中飞行器目标的可检测性(7.8 节)。还有椭圆极化,电场也以 RF(射频)频率旋转,但是与圆极化不同,椭圆极化电场的幅度在旋转的周期内是变化的。圆极化和线极化是椭圆极化的特殊案例。虽然某些雷达应用似乎偏向一个特殊的极化(有时候甚至基于惯例),在许多应用中常常没有一种极化凌驾于其他极化之上的强烈要求。甚至圆极化对于雨的使用也不是绝对必要,因为正交线极化可以用来代替。

## 9.3 天线辐射方向图和孔径照射

由线源天线发射的电磁场产生的电场强度  $E(\phi)$  (单位是伏/米) 是孔径上电流分布的幅度和相位的函数。表示在图 9.2 中的角度  $\phi$  是相对天线孔径中心的法线的角度。 $E(\phi)$  可以用来组成线源天线孔径的各种各样的电流元辐射的单独贡献的矢量相加求出。由在孔径内包含的电流元在空间一点辐射的所有贡献数学求和,就给出了以积分来表示的电场强度。该积分在一般场合<sup>[8]</sup>求值是困难的。无论如何,当离开天线的距离足够大时,这时辐射可以看成平面波,它就简化为常规的 Fourier 变换的逆变换。这出现在所谓的天线远场,这时距离  $R > D^2/\lambda$ , 式中  $D$  是孔径尺寸,  $\lambda$  是雷达波长,  $D$  和  $\lambda$  是同样单位。虽然天线工程师叫这个区为远场,但光学物理学家却称之为 Fraunhofer 区。在雷达中,目标几乎总在远场。

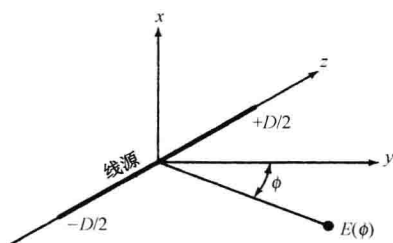


图 9.2 位于  $z$  轴上线源的坐标系。场强方向图  $E(\phi)$  位于  $yz$  平面

### 电场强度和 Fourier 变换

在图 9.2 中,在  $z$  坐标中的孔径宽度是  $D$  及从  $y$  轴测量的在  $y, z$  平面的角度是  $\phi$ 。孔径



是线源或者线天线,即它的  $z$  坐标尺寸远大于  $x$  坐标尺寸,并且后者( $x$  坐标尺寸)与四分之一波长比较很小。我们对在  $y, z$  平面的电场强度感兴趣。假设  $D \gg \lambda$  和  $R > D^2/\lambda$ , 在远场中电场强度随角度  $\phi$  的变化正比于

$$E(\phi) = \int_{-D/2}^{+D/2} A(z) \exp\left(j2\pi \frac{z}{\lambda} \sin\phi\right) dz \quad (9.10)$$

式中,孔径照射  $A(z)$  是在离辐射线源天线中心距离为  $z$  点的电流。孔径照射又叫作电流分布,可以是既包括幅度  $|A(z)|$  又包括相位  $\Psi(z)$  的复量  $a(z) = |A(z)| \exp[j\Psi(z)]$ 。如果波束是在非侧射方向上扫描,或者如果天线是聚焦的(在雷达应用中这是罕见的),孔径照射的相位就成为重要的了。这里假设  $\Psi(z) = 0$ 。

用式(9.10)给出的电场强度适用于位于  $z$  轴的一维辐射天线。如果孔径是二维的,并且位于  $x, z$  平面,孔径照射  $A(z)$  就是  $A(x, z)$  对变量  $x$  的积分。在远场的电场仅仅是角度  $\phi$  的函数并且除了通常的  $1/R$  因子外与距离  $R$  无关。式(9.10)的表达式可以通过考虑为  $x$  和  $z$  函数的孔径照射推广到二维。电场强度幅度图  $|E(\theta, \phi)|$  称为天线的电场强度方向图,电场强度平方  $|E(\theta, \phi)|^2$  的归一化图是功率方向图或辐射方向图。

描述在远场辐射源的电场强度的积分是 Fourier 变换的逆变换。这是大多数电气工程师熟悉的,因为 Fourier 变换把频谱和时域信号的波形相关连。时域波形  $s(t)$  的 Fourier 变换是频谱

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (9.11)$$

而频谱  $S(f)$  的 Fourier 变换的反变换是时域波形

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (9.12)$$

这恰与式(9.10)的场强表达式是同样的形式。因为孔径照射在超出  $z = \pm D/2$  时为 0, 式(9.10)的界限可以扩展到从  $-\infty$  到  $+\infty$ , 使得它与式(9.12)的 Fourier 逆变换一致。从而时域波形和它的频谱相关的数学模型, 和辐射场强和孔径照射相关的数学模型是类似的。天线方向图(空间的)  $E(\phi)$  是数学上与(时域的)波形  $s(t)$  相关的, 而孔径照射  $A(z)$  是与频谱  $S(f)$  相关的。从信号理论所知道的频谱  $S(f)$  在决定信号  $s(t)$  的特征中的作用, 可以用来知道孔径照射如何对空间辐射  $E(\phi)$  产生影响。反过来也是正确的。

以上, 天线是作发射天线的。如在早先表明的, 当同一个天线被用来既作为发射又作为接收时, 天线性能的互易性意味着作为角度函数的在发射时的辐射场变化, 类似于作为角度函数的接收信号变化。

在本节的余下部分, 将研究对各种解析的孔径照射下的天线场强。相位分布假设为 0 或者为常数, 这样仅仅孔径上的幅度变化的影响需要考虑。式(9.10)取积分的孔径定义为天线表面在垂直于侧射的平面上的投影。在这个基于式(9.10) Fourier 逆变换的天线辐射的公式中, 无论照射是由反射面天线、透镜天线或者阵列天线产生的都没关系, 只要照射是在孔径平面内的照射即可。

### 一维孔径照射

考虑图 9.2 中一个从  $-D/2$  延伸到  $+D/2$  为均匀(常数), 并且在外为 0 的孔径照射。这表示在线源上的照射或在均匀照射的矩形孔径的一个主平面上的投影照射。如果孔径照射的幅度的常数值是  $A_0$ , 作为角度  $\phi$  函数的电场强度变化可从式(9.10)计算如下

$$E(\phi) = A_0 \int_{-D/2}^{+D/2} \exp\left(j2\pi \frac{z}{\lambda} \sin\phi\right) dz = \frac{A_0 D \sin\left[\pi(D/\lambda) \sin\phi\right]}{\pi(D/\lambda) \sin\phi} \quad (9.13)$$

进行归一化使  $E(0)=1$  得

$$E(\phi) = \frac{\sin\left[\pi(D/\lambda) \sin\phi\right]}{\pi(D/\lambda) \sin\phi} \quad (9.14)$$

这是  $(\sin x)/x$  形的。上式的平方是天线的辐射方向图或功率方向图。它以实线表示在图 9.3 中。邻近主瓣的第一副瓣低于主瓣峰值 13.2dB。确定主瓣的两个零点之间的角度距离是  $2\lambda/D$  弧度,而在半功率点之间测量的波束宽度是  $0.88\lambda/D$  弧度,或者  $51\lambda/D$  弧度。(对于这种均匀照射,半功率波束宽度常常用  $\lambda/D$  弧度来近似)。

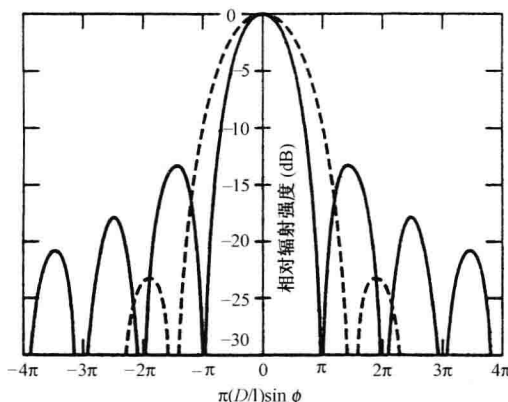


图 9.3 实线是由均匀孔径照射尺寸为  $D$  的线源产生的辐射方向图。虚线是由正比于余弦函数的孔径照射的辐射方向图。两条曲线最大增益都归一化了

式(9.14)的场强方向图在整个主瓣之内是正的,但是在通过第一个零点时改变符号,在通过第二个零点时回到正值,等等。因此,奇数的副瓣与主瓣是不同相的,而偶数的副瓣是同相的。

对于正比于半个周期余弦函数(用  $\cos(\pi z/D)$ ,  $|z| \leq D/2$  给出)的孔径照射,  $A(z)$  归一化的场强方向图由式(9.10)得到

$$E(\phi) = \frac{\pi}{4} \left[ \frac{\sin(\psi + \pi/2)}{\psi + \pi/2} + \frac{\sin(\psi - \pi/2)}{\psi - \pi/2} \right] = \frac{\pi^2 \cos\psi}{\pi^2 - 4\psi^2} \quad (9.15)$$

式中  $\psi = \pi(D/\lambda) \sin\phi$ 。上式的平方表示成图 9.3 中的虚线。在这个图中,两种方向图的峰值增益(对于均匀的和余弦的照射)是归一化的,事实上来自余弦函数方向图的最大增益小于均匀照射的最大增益 0.9dB。注意到来自余弦函数的方向图的峰值副瓣,比来自均匀照射的峰值副瓣低得多,可是它的波束宽度是增大了并且它的最大增益是减小了。靠近天线孔径的边缘,孔径照射的台坡愈大,副瓣电平愈低,这是以较宽的波束宽度和较低的最大增益为代价的。

表 9.1 列出了由各种一维(线源)天线孔径照射产生的辐射方向图的某些特性<sup>[8]</sup>。这些孔径照射是以解析的形式表示的,所以式(9.10)Fourier 逆变换可以方便地确定。天线设计师并不一定要使用它们,但是它们阐明了孔径照射的形式变化如何影响天线方向图。比较复杂的分布从可用的 Fourier 变换表中不能找到,但可以用计算机计算确定。利用 Schwartz 不等式, Silver<sup>[8]</sup> 指出均匀孔径照射产生最大增益。

表 9.1 由各种孔径分布产生的辐射方向图特性

$\lambda$ =波长; $D$ =孔径宽度			
分布类型, $ z  < 1$	相对增益	半功率波束宽度( $^\circ$ )	低于最大强度的第一副瓣强度(dB)
均匀: $A(z) = 1$	1	$51\lambda/D$	13.2
余弦: $A(z) = \cos^n(\pi z/2)$			
$n=0$	0.810	$69\lambda/D$	23
$n=1$	0.667	$83\lambda/D$	32
$n=3$	0.575	$95\lambda/D$	40
$n=4$	0.515	$111\lambda/D$	48
抛物线: $A(z) = 1 - (1 - \Delta)z^2$			
$\Delta=1$	1	$51\lambda/D$	13.2
$\Delta=0.8$	0.994	$53\lambda/D$	15.8
$\Delta=0.5$	0.970	$56\lambda/D$	17.1
$\Delta=0$	0.833	$66\lambda/D$	20.6
三角形: $A(z) = 1 -  z $	0.75	$73\lambda/D$	26.4
圆: $A(z) = \sqrt{1 - z^2}$	0.865	$58.5\lambda/D$	17.6
余弦平方加平台			
$0.33 + 0.66\cos^2(\pi z/2)$	0.88	$63\lambda/D$	25.7
$0.008 + 0.92\cos^2(\pi z/2)$ , Hamming	0.74	$76.5\lambda/D$	42.8

考察在表中列出的无论  $\cos^n$  (余弦  $n$  次方) 或是抛物线分布时, 如前面提到的, 可以看到照射台坡愈大, 峰值副瓣愈低; 波束宽度愈宽, 最大增益愈低。注意在表 9.1 中相对增益是与前面由式(9.9)定义的孔径效率  $\rho_a$  相同的。

列在表中倒数第二行的在平台上的余弦平方, 对于常规的天线是一个典型的照射。这与稍后在 9.11 节中讨论的所谓 25dB Taylor 照射差不多。对于在平台上的余弦平方照射, Hamming 照射产生最低的峰值副瓣(在这种场合峰值副瓣不是最接近主瓣的副瓣)。用台坡的孔径照射降低天线的空间副瓣, 是与在数字处理中使用的加窗口以减小滤波器副瓣, 以及在脉冲压缩中滤波器加权以降低脉冲压缩的时域副瓣类似的(6.5 节)。

为了实现适当的天线辐射方向图重要的是要有正确的孔径照射, 正如在 9.13 节中将要讨论的, 关于甚低副瓣还有许多课题要考虑。

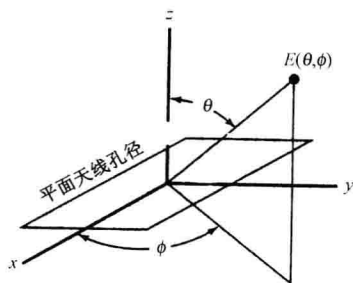
## 二维孔径照射

在把线源辐射的上述讨论推广到二维的孔径时, 角度  $\theta, \phi$  是用来表示在图 9.4 中的坐标系定义的。天线是在  $x, y$  平面。

这就是通常天线理论家使用的坐标系, 它不同于雷达工程师喜欢的方位-俯仰坐标系。用图 9.4 的坐标系, 来自孔径的二维场强方向图由下式给出<sup>[8]</sup>

$$E(\theta, \phi) = \iint A(x, y) \exp[j(2\pi/\lambda) \sin\theta(x\cos\phi + y\sin\phi)] dx dy \quad (9.16)$$

这个积分是不容易解析地求解的, 所以有时使用数值技术。当孔径照射是可分离的时候式(9.16)是比较容易使用的; 就是说, 当  $A(x, y) = A_1(x)A_2(y)$  时, 式中  $A_1(x)$  是孔径照射在

图 9.4 对于在  $x, y$  平面的平面天线的坐标系

$x$  轴上的投影,以及  $A_2(y)$  是在  $y$  轴上的投影。Silver<sup>[9]</sup> 证明当孔径照射可分离时,场强方向图也是可分离的。因而如早先由式(9.8)指出的,式(9.16)的二维方向图可以写成在两个主平面的一维方向图的积。在图 9.4 的坐标系中,一个主平面出现在  $\phi=0$ ,以及另一出现在  $\phi=90^\circ$ 。当方向图是可分离时,在  $xz$  平面的方向图是与由具有孔径照射  $A_1(x)$  的线天线产生的一样,而在  $yz$  平面的方向图与由线性孔径照射  $A_2(y)$  产生的一样。

#### 圆孔径<sup>[10~12]</sup>

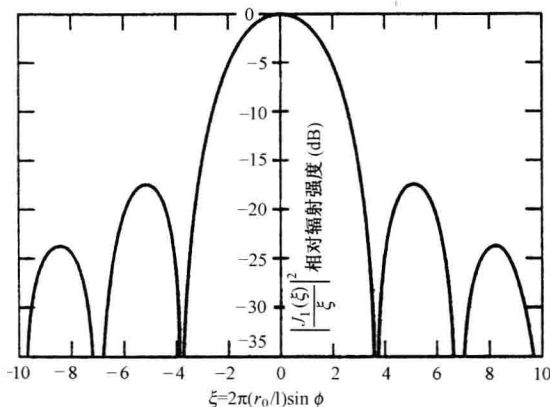
代替在式(9.16)使用的矩形坐标,极坐标可被用来描述圆孔径的孔径分布  $A(r, \theta)$ 。离圆孔径的中心的径向距离是  $r$ ,而  $\theta$  是在孔径平面中相对参考方向测量的角度。当孔径照射仅仅取决于径向距离并与角度  $\theta$  无关时,场强正比于

$$E(\theta) = 2\pi \int_0^{r_0} A(r) J_0[2\pi(r/\lambda) \sin\phi] r dr \quad (9.17)$$

式中,  $A(r)$  是作为径向距离函数的孔径分布,  $r_0$  是圆孔径的半径,  $\phi$  是相对于圆孔径法线的角度。如果孔径照射是均匀的 [ $A(r)=1$ ], 这就简化为

$$E(\theta) = 2\pi r_0^2 J_1(\xi)/\xi \quad (9.18)$$

式中,  $\xi=2\pi(r_0/\lambda) \sin\phi$  和  $J_1(\xi)$  是一阶 Bessel 函数。这个方程平方的归一化图表示在图 9.5 中。第一副瓣低于主瓣最大值 17.5dB, 以及波束宽度以度表示是  $58.5\lambda/D$ 。

图 9.5 半径为  $r_0$  的均匀照射圆孔径的辐射方向图

注意,这与来自具有圆形孔径照射(列在表 9.1 中)的一维(线源)天线是相同的,因为均匀圆孔径照射在它的直径上的投影是一个圆形的一维照射。

在圆孔径的径向尺寸上的幅度台坡降低了峰值副瓣,但是是以较宽的波束宽度和较小的天线增益为代价的。考虑下式给出的一族圆对称孔径照射<sup>[8]</sup>

$$A(r) = [1 - (r/r_0)^2]^p \quad (9.19a)$$

式中,  $p=0,1,2,\dots$ 。这种孔径照射仅仅依赖于  $r$ , 而不依赖于  $\theta$ 。场强方向图是<sup>[12]</sup>

$$E(\theta) = \pi r_0^2 2^p p! \frac{J_{p+1}(\xi)}{\xi^{p+1}} \quad (9.19b)$$

式中,  $\xi$  的定义和在式(9.18)中一样。当  $p=0$  时, 照射是均匀的并且辐射方向图简化为由式(9.18)给出的。对于  $p=1$ , 增益是均匀照射孔径增益的 0.75 倍, 半功率波束宽度展宽到  $72.6\lambda/D$ , 以及第一副瓣低于最大值 24.6dB。对于  $p=2$ , 副瓣电平是 30.6dB, 以及增益是相对于均匀孔径 0.56 倍。

### 孔径遮挡<sup>[13]</sup>

在天线前面的障碍物会改变有效的孔径照射, 并且扭曲辐射方向图。这叫作孔径遮挡或阴影。例子是反射器天线中的馈源和它的撑杆, 在船上的桅杆, 附近的建筑、树木和对陆基雷达的其他遮挡物。卡塞格伦天线的副反射面和馈源一样(9.4节)也遮挡孔径照射。孔径遮挡降低了天线的增益, 增加了副瓣, 并且填高了零点。对于具有  $-30 \sim -40$ dB 峰值副瓣电平的低副瓣天线, 当它的波束被遮挡时, 其副瓣电平增加到  $-15 \sim -20$ dB 是常见的。

孔径遮挡的效应可以用从受干扰的孔径的天线方向图中减去遮挡物阴影产生的天线方向图来近似。这种方法是可行的, 因为把孔径照射和辐射方向图联系起来的 Fourier 变换是线性的。由抛物反射面的馈源引起的孔径遮挡效应的例子图解在图 9.6<sup>[14]</sup>中。这种确定部分辐射能量被遮挡的效应的相对简单的方法仅仅是近似的。

由位于半径为  $r_0$  的圆形孔径(其孔径照射由式(9.19a)给出)前半径为  $r_b$  的圆形障碍物引起的天线增益  $\eta$  的降低为

$$\eta = [1 - \delta^2 \{[(1 - \delta^2)^p]p + 1\}]^2 \quad (9.20)$$

式中,  $\delta = r_b/r_0$  及  $p$  是由式(9.19a)定义的。这个由 Sciambi<sup>[15]</sup> 提出的方程可以用到在抛物反射面焦点的圆形馈源或者用于卡塞格伦天线的副孔径。(Sciambi 的论文中还包括在平台上的式(9.19a)的孔径照射, 但是为了简单在此它被省略了。)当  $\delta = r_b/r_0$  很小时  $\eta \approx [1 - (p+1)\delta^2]^2$ 。基于这个近似, 由孔径遮挡引起的新的副瓣电平可以写成

$$sl_b = \left[ \frac{\sqrt{sl} + (p+1)\delta^2}{1 - (p+1)\delta^2} \right]^2 \quad (9.21)$$

式中,  $sl$  是相对于主波束峰值的最初(当无孔径遮挡时)的副瓣电平。副瓣电平  $sl_b$  和  $sl$  的功率比低于 1。在得到式(9.21)时, 基于式(9.19b)的障碍物方向图的最大值为  $\pi r_b^2/2$  ( $p=0$  和用  $r_b$  代替  $r_0$ )。

例如, 考虑一个如在式(9.19a)中  $p=1$  和  $\delta = r_b/r_0 = 0.1$  (百分之一的天线面积被遮挡时的抛物孔径照射。根据式(9.20)由遮挡引起的增益减小是 0.96 (大约 0.2dB), 以及由式(9.21)天线的峰值副瓣从  $-24.6$ dB 增加到  $-21.9$ dB。当  $\delta = 0.2$  (百分之四的遮挡), 峰值副瓣增加到  $-16.4$ dB。

这样, 对具有常规副瓣  $-23 \sim -28$ dB 的天线, 为了保持像样的副瓣, 孔径遮挡不应大于约百分之一。对于  $-40$ dB 的低峰值副瓣, 孔径遮挡应该小于 0.05%, 而对于超低副瓣电平(9.13节), 孔径遮挡是完全不能容忍的。

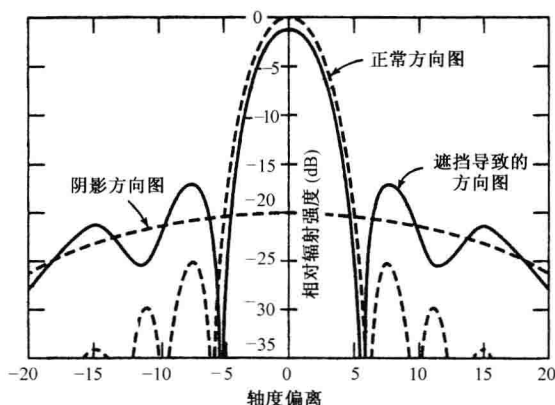


图 9.6 由在抛物反射面天线中障碍物(例如馈源)引起的孔径遮挡效应(引自 C. Cutlers<sup>[5]</sup> Proc. IRE.)

## 9.4 反射面天线

在图 9.7 中所示的抛物面能够很好地起到一个电磁能量的反射面作用,并且一直是许多雷达天线的基础。抛物面表面是由一个放在抛物面焦点的叫做馈源的辐射能量源照射的。抛物面把从馈源辐射的球面波转变成平面波,其原因为:(1)任何从焦点辐射的,与抛物面表面相交的射线反射后,平行于抛物面轴线的方向;(2)从焦点到抛物面和由于反射到垂直于抛物面轴线平面的任何射线传播的距离都是相同的,不论它们从焦点发出的角度如何(这个描述仅仅是基于几何光学的近似,实际上被反射后在波传到足够远的距离(在天线的远场)之前平面波还没有形成,但是在目前还无需涉及此事)。

### 抛物面

抛物面用作天线有几种方法。围绕它的轴线旋转示于图 9.7 中的抛物线曲线就产生一个表面,它就是叫作圆形抛物面的旋转抛物面,或者更经常地叫作抛物面。当被在焦点的馈源适当照射时,抛物面产生一个几乎对称的笔形波束天线方向图。这一直是用于跟踪雷达流行的天线形式(抛物反射面有时候叫作碟(锅))。

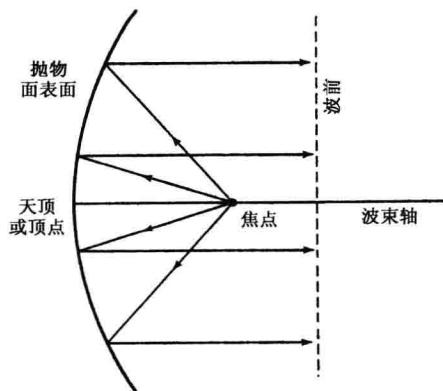


图 9.7 抛物面反射器天线的轮廓

### 部分抛物面

代替圆形外形,考虑具有椭圆外形(好像一个从对称抛物面切割出的椭圆部分)的反射面天线。这就产生了通常称为扇形波束的非对称波束形状。

它常用于二维(距离和方位角)对空警戒雷达,如在图 9.8 举例中所示。有时候这种类型非对称天线在水平垂直平面具有不同的曲率,以便在两个平面内有不同的赋形波束。这可能是用于对空警戒雷达天线的案例。该天线方位波束宽度要求为窄的,而垂直面波束是赋形的,以提供宽的覆盖,例如在 9.11 节讨论的余割平方方向图。



图 9.8 Signaal LW08 2D(丘比特)L 波段扇形波束对空和地面警戒雷达的椭圆外形天线,具有扇形波束的喇叭馈电(在反射面的前面)。反射面表面是网状的,安装在顶部的水平天线是用于 IFF(敌我识别)的。在正中间可以看到一个鳍,它加在天线的背面在反射面定位于最大偏风力矩时平衡风吹的力量(由 Hollandse Signaalapparaten B. V. 荷兰提供)

### 抛物面的馈源

抛物反射面的“理想”馈源应该是一个处于焦点具有下述辐射方向图特点的源:(1)相位不随角度变化;(2)在反射器表面产生想要的孔径幅度照射;(3)具有方向性,使得馈源的所有辐射被孔径截获而无溢出。理想可以被近似,但是从来不可能完全实现。由馈源产生的辐射方向图叫作初级方向图,而由孔径辐射的叫作次级方向图。

具有寄生反射面(引导它的大部分能量朝向天线孔径)的简单半波偶极子可以用做抛物面的馈源,如图 9.9(a)所示。不过,一个偶极子作为反射器馈源是用处有限的,因为很难赋形初级方向图,并且它承受的功率有限,特别是在较高的微波频率。通常宁愿用开口波导而不用偶极子作为微波雷达反射面的馈源。例如,一个圆形抛物面可能用工作在  $TE_{11}$  模的开口圆波导馈电。可是,一个工作在  $TE_{10}$  主模的矩形波导不会得到对称性很好的次级方向图,因为它的尺寸在 E 和 H 平面不同。

当要求馈源比开口波导可用的方向性更好时,可以使用某些形式的波导喇叭。喇叭可以



做成能够提供非对称馈源照射(初级方向图),用于由部分抛物面产生扇形波束。用做反射面天线的馈源除了简单的喇叭和开口波导<sup>[16]</sup>以外可以有許多变种。

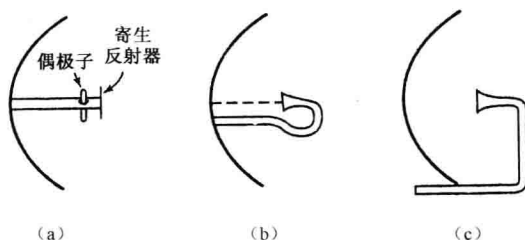


图 9.9\* 馈源在抛物面反射面中的放置的举例。(a)使用具有寄生反射面的半波偶极子的后馈;(b)使用喇叭的后馈;(c)使用喇叭的前馈

作为一个近似的经验法则,从馈源朝反射器边缘辐射的强度应该是低于最大辐射约 10dB。在反射器表面边缘的孔径照射甚至还要低些因为从馈源到边缘比从馈源到反射器的中心路程长度要长。当初级馈源方向图向边缘低下去 10dB,在次级方向图的第一副瓣通常是在 22~25dB 之间。

反射面天线的  $f/D$  比是焦距  $f$  除以孔径直径  $D$ 。大部分实际的反射面天线具有的  $f/D$  比范围从 0.3~0.5。小的比率意味着深的反射面,它是很难适当地照射的。大的  $f/D$  比导致浅的反射面。浅的反射面容易支撑和机械定位,但是馈源必须支撑在距反射面更远的地方。馈源离反射面愈远,初级方向图必须愈窄(避免溢出损失)并且馈源应该愈大。对于跟踪雷达以及必须用馈源移离焦点,使波束在角度上偏移的情况宁愿  $f/D$  大。

与无溢出理想均匀照射的孔径比较,仅仅基于由来自馈源的初级方向图确定的孔径照射和溢出的天线效率的计算指出大约有 80% 的理论效率。在实际上,对于普通的抛物反射面天线,在孔径上相位的变化、差的极化特性,以及天线失配降低了天线整体效率到 55%~65% 量级。

#### 馈源支撑

偶极子和波导喇叭(或开口波导)可以安排成从后面给抛物面馈电,如在图 9.9(a)和图 9.9(b)中所示。其他形式的后馈系统也使用过。图 9.9(c)图示说明了放在焦点的喇叭辐射器的前馈。它很适合支撑喇叭馈源,但是支撑遮挡了孔径<sup>[17]</sup>。这些属于馈源和它的支撑的障碍物降低了天线的增益,增加了副瓣,并且引起了某些交叉极化的辐射能量。用于确定孔径遮挡的不利效应的解析表示和设计曲线已经提出<sup>[18]</sup>。还有由于天线表面反射的某些能量再进入馈源和它的传输线的馈源的阻抗失配,孔径遮挡和由于反射的失配二者都可以用偏置馈源来消除。

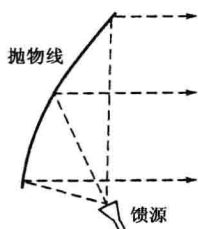


图 9.10 带有偏置馈源的抛物反射面

#### 偏置馈电反射面<sup>[19,20]</sup>

如在图 9.10 中所示,在这种安排中馈源放置在抛物面的焦点,但是喇叭相对于抛物面的轴是倾斜的(在图中是朝上)。抛物面表面的下半部分被移走了,在图中剩下

\* 译注:图(a),(b)中寄生在反射面上的整体构造是为馈源,馈线在反射面后面,故称为为后馈。而图(c)的馈源是喇叭及其部分波导,另一部分波导是馈线,它是从反射面下面延伸到反射面前面故称为前馈。

的部分用实线表示。因此馈源就在从天线表面反射的能量的路径之外。这就既不存在由于孔径遮挡的方向图畸变,也没有任何显著数量的辐射被馈源截获引起阻失配(高的 VSWR)。

虽然偏置馈源消除了后馈和前馈的孔径遮挡和失配,它也产生了自己的问题。它的  $f/D$  比(焦距除以直径)大于常规的抛物面所以馈源较大。此外,这种天线通常机械上支撑更困难。因为这种几何构造增加的不对称,所以当用常规的线极化馈源照射时要产生交叉极化辐射瓣,这会降低雷达系统的性能造成显示假目标。已经指出<sup>[19]</sup>当使用圆极化时,偏馈反射面不会对辐射场退极化,但波束会相对天线的电轴偏斜。随着以双正交极化运营卫星通信的重要性增加,在偏置馈源反射面天线<sup>[21,22]</sup>的交叉极化性上已作了改进,单反射面偏置馈电天线的交叉极化副瓣可以做得与主极化副瓣可比的程度,如果采用双反射面天线则可以做得更低。

### 卡塞格伦天线

这是一个双反射面天线。图 9.11 具有一个位于或者靠近抛物面顶点而不是在它的焦点的馈源。较大的(主)反射面具有抛物线的轮廓线,(次)副反射器具有双曲线的轮廓线。双曲线的两个焦点之一是系统的实焦点。馈源位于实焦点,它可以在抛物面的顶点或者更通常是在它的前面。另一个焦点是虚焦点,它位于主抛物面表面的焦点处。来自目标的平行射线经抛物面反射成一个会聚的波束并且由双曲面再反射而会聚在馈源位置。存在一族双曲表面可以用做副反射面。副反射面愈大,它就愈靠近主反射器,并且天线整体的轴向尺寸就愈短。可是大的副反射面会导致大的孔径遮挡,这可能是不希望的。小的副反射面减小了孔径遮挡,但是它要支撑在离主反射面更远的距离处。

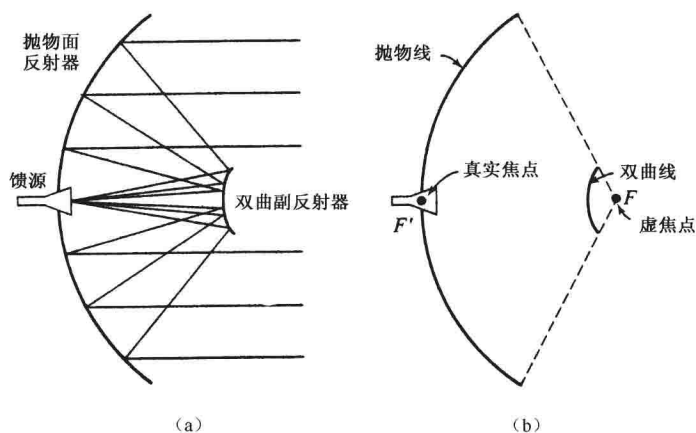


图 9.11 (a)表示双曲副反射面、在主抛物反射面顶点的馈源,以及出自馈源射线的路径的卡塞格伦天线;(b)卡塞格伦天线的几何图

卡塞格伦结构的主要优点是馈源在或靠近抛物面的顶点使得不再需要到位于抛物面正常焦点馈源的长传输线。而且,它允许在馈源系统的尺寸上有更大的伸缩性。对于单脉冲跟踪雷达,它是很流行的,因为产生和以及差方向图的微波硬件可以位于反射器后面,而不增加孔径遮挡。它还是一种好的实验系统结构,它可作为雷达以及其他不同用途的电磁系统来使用,例如在 MIT Lincoln实验室 Haystack Hill的微波研究系统,在那个系统中有工作在不同频率的雷达、辐射计以及空间通信等各自的 RF 系统。每一个都制成可替换的模块,尺寸为 8 英尺×8 英尺×12 英尺,它们直接地安装在主反射器后面<sup>[23]</sup>。

卡塞格伦结构的天线噪声温度通常小于常规的前焦天线,因为在接收机和馈源之间不存在有损耗的传输线,而且,由馈源辐射从副反射器溢出引起的副瓣照射的是冷天空而不是热的地面。低的噪声温度对于用作射电天文或者空间通信的天线是重要的,但是在雷达中通常它不成问题,因为特别低噪声的接收机并不总是需要的,尤其是在军事应用中。

**卡塞格伦天线的孔径遮挡** 卡塞格伦天线的双曲副反射面引起孔径遮挡。孔径遮挡可以用减小副反射面的尺寸来降低。这就要求馈源做得更有方向性或者移动得更靠近副反射面以便使副反射面的溢出最小。一个更有方向性的馈源意味着较大的馈源,它就部分地遮蔽了主反射面增加了遮挡。这样遮挡是由馈源和副反射器组成的障碍物。当副反射器的面积和馈源的投影面积相等时,总的孔径遮挡就最小了。

**极化扭转反射面<sup>[24]</sup>** 如果天线仅以单一极化工作,概略图示在图 9.12 中的技术可以降低孔径遮挡。副反射器由叫作反射转换器的水平线栅组成。它将以可以忽略不计的衰减通过垂直极化的辐射但是反射由馈源辐射的水平极化。在主反射面上由副反射面反射的水平极化辐射被扭转反射面旋转  $90^\circ$ 。扭转反射器由对入射极化取向为  $45^\circ$  的金属丝组成,金属丝置于离反射器表面  $1/4$  波长处。入射到取向为  $45^\circ$  金属丝的一半能量通过栅网;另一半被反射。离反射面表面  $1/4$  波长间隔的金属丝栅网导致从表面反射的分量总共传播半个波长。当与从金属丝栅网反射的分量合成后极化就旋转了  $90^\circ$ ,所以它就是垂直极化的了。垂直极化分量是垂直于副反射面的水平金属丝栅网的并以可忽略不计的衰减穿过去了。上述扭转反射器是窄带的,但是它可以做成具有非常宽的带宽<sup>[25,26]</sup>。

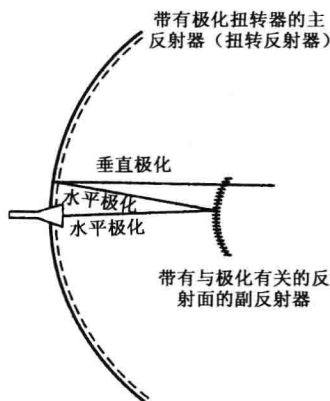


图 9.12 极化扭转卡塞格伦天线。副反射器孔径遮挡是用这种设计降低的

**格里高利天线** 格里高利天线使用类似于卡塞格伦的双反射面,只是它的副反射面是椭圆体,其焦点之一位于主抛物反射面的焦点。椭圆体位于抛物面的焦点以外,而不是卡塞格伦的副反射面那样靠近焦点。还有在格里高利结构中,副反射面的凹面一边面向主反射器,它与卡塞格伦不同,在后者副反射器是以它的凸面一边面向馈源的。格里高利还没有找到像卡塞格伦在雷达中那样多的用途。还有其他多反射面天线,但是它们也不具有重大的雷达用途。

#### 抛物柱面

得到不对称天线方向图的另一种方法是使用表示在图 9.13 中的抛物柱面。这种天线表面是用平行它自己移动抛物线轮廓线产生的。一个位于圆柱焦点的线源,例如线阵,被用来照

射抛物柱反射面(焦点是一条线而不是一点)。

在含有线馈源的平面内波束赋形和波束宽度是以线源馈源照射来确定的。而与之垂直的平面内的波束宽度是以抛物剖面上的照射来确定的。反射面通常做得稍长于线形馈源以避免溢出和绕射效应。

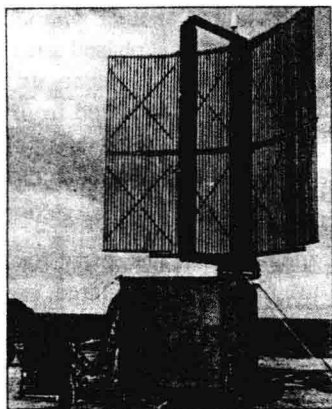


图 9.13 线阵馈源的垂直取向的抛物柱反射面天线的举例。这是用于 U. S. Marine Corps(美国海军陆战队)的 AN/TPS-63 对空警戒雷达天线(由 Northrup Grumman 公司提供)

抛物柱面的优点是在它的线阵(线源)馈源上的大量的一个个辐射元提供了比给抛物面馈电的单个点源所做的孔径照射有更多的控制。用抛物柱面较之抛物面或者部分抛物面,低副瓣辐射方向图要求的孔径照射更容易达到,因为控制可以用到线阵馈源的每一个辐射单元。可是,线形馈源只能在一个平面内赋形辐射波束。在正交平面内的波束赋形是用反射器来确定的。精确的俯仰波束赋形是表示在图 9.13 中的抛物柱面的目的,图中圆柱天线是在垂直面取向的,所以俯仰辐射方向图可以赋形以使打地的辐射最小化。

抛物柱面可以产生非对称的扇形波束,使之具有比切割抛物面所能得到的大许多的两个正交波束宽度比。用抛物柱面外观比大于 8:1 是实际的,但用切割抛物面就很难实现了,而且,通常从抛物柱面的反射比从抛物面的反射退极化要小。

## 9.5 电子扫描相控阵天线

### 背景

相控阵是由若干单独的天线或者辐射单元组成的定向天线。它的辐射方向图是由它的每一个单元上电流的幅度和相位确定的。相控阵天线具有能够使它的波束用改变每一个单元上电流的相位来电子扫描。因此,大的固定的相控阵天线的波束可以快速地从一個方向扫到另一个方向,不需要用机械方法定位大而重的天线的位置。例如,一个典型的用做微波雷达的相控阵雷达可能具有几千个单独使用铁氧体或二极管移相器的辐射单元,它允许波束在若干微秒或更短时间内从一个方向转换到另一个方向。

电子扫描的相控阵是值得注意的,因为它们能够提供:

- 敏捷快速的波束扫描;
- 有大峰值和大平均功率的潜力——每个单元可以有它自己的发射机,功率-孔径乘积可以很大,特别是在较低频率;
- 多目标跟踪——它可以用产生多个、同时、独立的波束,或者用快速转换单个波束观看多个目标而不是顺序看一个目标;
- 使用固态发射机的一个方便方法;
- 有便于装嵌和加固防冲击的外形;
- 孔径照射可以控制,因为有许多可用的天线单元;
- 如果设计适当,有较低的雷达截面;
- 以多于一种功能运行(多功能雷达),特别是如果所有的功能能在同一个频率上最好地执行。

相控阵雷达的主要缺点是:它在复杂的同时也是高成本的。相控阵的优点是可以顺序(分时)方式执行多功能,在某些应用场合,多功能能力的应用需要仔细斟酌折中。

一个线阵由在一维排成一直线的天线单元组成。在上一节曾经提到线阵可以用作抛物柱面天线的馈源。一个平面阵列是天线单元排列在一个平面的二维结构。线阵和平面阵,通常单元间距是均匀(等间距)的。平面阵列可以认为是线阵的线阵。大部分雷达感兴趣的相控阵是平面的,但是在这一节中将从线阵模型开始,因为它分析较简单,侧射阵列是最大辐射方向垂直于或几乎垂直于天线的平面(或线)的阵列。端射阵列具有平行于阵列或对阵列的平面有一个小角度的最大辐射。

#### 相控阵的辐射方向图

在图 9.14 中,考虑一个接收线阵,它由等间隔距离为  $d$  的  $N$  个单元组成。单元假设为各向同性辐射器,即它们对来自所有方向信号具有均匀的响应。虽然各向同性辐射器在实际上是不能实现的,它们在阵列理论中是一个方便的概念。从所有  $N$  个单元接收的输出通过等长度线段后求和,产生一个和输出电压  $E_a$ 。单元 1 被取作具有零相位的参考。从简单的几何关系,对于以角度  $\theta$ (相对于天线的法线)到达的信号在相邻单元之间路程长度的差是  $d \sin \theta$ 。

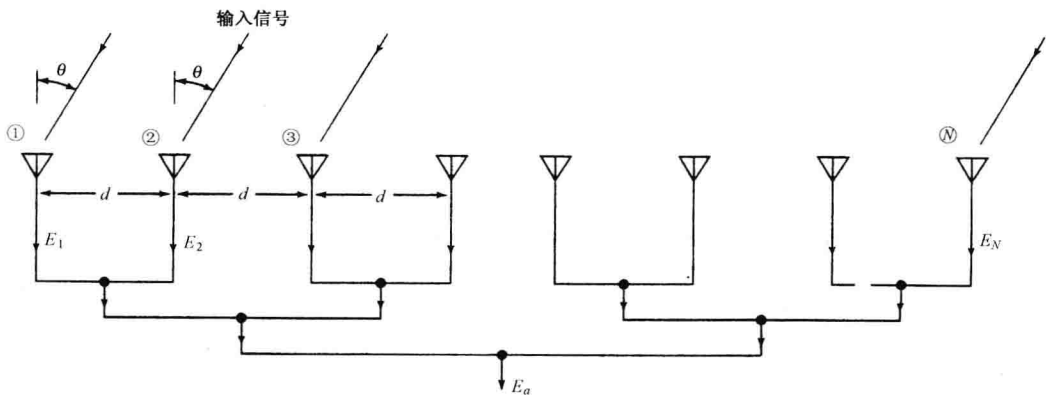


图 9.14  $N$  单元接收,并联馈电的线阵,每个天线单元和天线的输出(在图中下部)具有相等的传输线长度

这就给出了相邻单元之间的相位差  $\phi = 2\pi(d/\lambda) \sin \theta$ , 式中  $\lambda$  = 接收信号的波长。假设不再有接收信号的幅度或相位的加权,为了方便,每一个单元接收的信号幅度取为 1。当相邻

单元之间的相位差是  $\phi$ , 来自各个单元的所有电压的和可以写成

$$E_a = \sin\omega t + \sin(\omega t + \phi) + \sin(\omega t + 2\phi) + \cdots + \sin[\omega t + (N-1)\phi] \quad (9.22)$$

式中,  $\omega$  是信号的角频率。和可以写成<sup>[27]</sup>

$$E_a = \sin\left[\omega t + (N-1)\frac{\phi}{2}\right] \frac{\sin(N\phi/2)}{\sin(\phi/2)} \quad (9.23)$$

第一个因子是具有相移  $(N-1)\phi/2$  频率为  $\omega$  的正弦波。(如果相位参考取在阵列的中心而不是在左边, 这个相移就为零。无论如何这个因子不如第二个因子重要。)第二个因子是  $(\sin NX)/(\sin X)$  形式的幅度。式(9.23)的幅度代表场强方向图, 或者

$$|E_a(\theta)| = \left| \frac{\sin[N\pi(d/\lambda)\sin\theta]}{\sin[\pi(d/\lambda)\sin\theta]} \right| \quad (9.24)$$

当分子为零时场强方向图为零。当  $N\pi(d/\lambda)\sin\theta = 0, \pm\pi, \pm2\pi, \dots, \pm n\pi$ , 式中  $n$  = 整数时, 分子为零, 场强方向图为零。另一方面, 只要  $\pi(d/\lambda)\sin\theta = 0, \pm\pi, \pm2\pi, \dots, \pm n\pi$ , 则分母为零时, 可看到分子也是零, 并且  $|E_a(\theta)|$  的值  $= 0/0$  为不定型。使用 L'Hopital's (洛毕达) 法则 (分子和分母分别微分) 可以求出  $|E_a(\theta)|$  是最大值并且当  $\sin\theta = \pm n\lambda/d$  时等于  $N$ 。在  $\theta = 0$  时最大值确定了场强方向图的主瓣。其他最大值叫作栅瓣, 且与主瓣有同样的幅度。它们通常是不受欢迎的, 因为目标被栅瓣响应后会误认为是主瓣引起模糊。如果单元之间的间隔  $d$  等于或小于  $\lambda$ , 栅极可以避免 (当  $d/\lambda$  时, 在  $\theta = \pm 90^\circ$  仍然存在栅瓣, 实际上辐射单元不是各向同性的, 因此在  $\pm 90^\circ$  具有可以忽略的辐射)。

式(9.24)指出  $E_a(\theta) = E_a(\pi - \theta)$ ; 这意味着在天线的后面和在天线的前面一样, 各向同性单元的阵列具有类似的方向图。上述对于偶极子天线阵列是正确的。为避免从前面和从后面来的回波之间的模糊, 背向辐射可以用在阵列背后放置反射屏来消除。于是仅仅阵列天线的朝前一半的辐射需要考虑。带有背屏的场强方向图将不同于式(9.24)的方向图。

各向同性单元阵列的归一化的辐射方向图, 它有时候叫作阵列因子, 是

$$G_a(\theta) = \frac{|E_a|^2}{N^2} = \frac{\sin^2[N\pi(d/\lambda)\sin\theta]}{N^2 \sin^2[\pi(d/\lambda)\sin\theta]} \quad (9.25)$$

如果  $Nd = D$  (天线尺寸), 且在分母中的正弦可以用它的自变量 (暗示角度  $\theta$  很小) 来代替, 均匀照射阵列的方向图类似于均匀照射的线源天线的方向图, 如式(9.14)给出的。当  $d = \lambda/2$  时, 均匀照射的  $N$  单元阵列的半功率波束宽度近似为

$$\theta_B = \frac{102}{N} \quad (9.26)$$

当  $N$  足够大时, 第一 (也是最大的) 副瓣低于主波束最大值 13.2 dB。

当辐射单元不是各向同性时, 式(9.24)的天线辐射方向图应该用单个定向单元的辐射方向图  $G_e(\theta)$  修正, 所以

$$G(\theta) = G_e(\theta) \frac{\sin^2[N\pi(d/\lambda)\sin\theta]}{N^2 \sin^2[\pi(d/\lambda)\sin\theta]} = G_e(\theta) G_a(\theta) \quad (9.27)$$

这是单元因子  $G_e(\theta)$  乘阵列因子  $G_a(\theta)$  的积, 后者是由各向同性单元组成的阵列的方向图。由单元间距大于半波长引起的栅瓣可以用定向单元来消除, 后者的方向图在不受欢迎的栅瓣的方向应是零或者很小。如果单元间距  $d = 2\lambda$ , 除了在  $\theta = 0^\circ$  的主瓣外, 栅瓣出现在  $\pm 30^\circ$  和  $\pm 90^\circ$ 。如果单独的辐射单元具有零点宽度 (定义它的主波束) 小于  $60^\circ$  的辐射方向图, 那么由阵列因子产生的栅瓣将被抑制。当出现这个情况时, 天线波束不能扫出单元波束的覆盖范围。

式(9.27)假设每个单元的辐射方向图是同样的。可是,实际上这是不正确的。一个阵中单元的辐射会受到单元间互耦和表面波的耦合影响。在阵列中心单元的电磁环境与在阵列边缘的不一样,单元的辐射方向图也将不一样,并且将取决于互耦。因而单独单元的方向图取决于它在阵列中是位于何处。为了得到阵列天线辐射方向图的精确表达式,在阵列中每个单元的方向图应该在所有其他单元存在时测量(或者别的方式确定)。因为单元方向图并不是对每个单元都一样的,式(9.27)的辐射方向图仅仅是近似的,但是人们广泛地使用它。

**二维辐射方向图** 在一个二维的矩形平面阵列中,它的孔径照射可以分离成两个正交的平面,例如水平和垂直平面。于是,辐射方向图可以写成在这两个平面(有时候叫作天线的主平面)中辐射方向图的乘积。如果在两个主平面中的辐射方向图是  $G_1(\theta_a)$  和  $G_2(\theta_e)$ ,在这种场合二维天线的方向图是

$$G(\theta_a, \theta_e) = G_1(\theta_a)G_2(\theta_e) \quad (9.28)$$

角度  $\theta_a$  和  $\theta_e$  没有必要是通常与雷达天线有关的俯仰和方位角。均匀照射的由间距为  $d$  的各向同性单元组成的矩形阵列归一化辐射方向图是

$$G(\theta_a, \theta_e) = \frac{\sin^2[N\pi(d/\lambda)\sin\theta_a]}{N^2\sin^2[\pi(d/\lambda)\sin\theta_a]} \frac{\sin^2[M\pi(d/\lambda)\sin\theta_e]}{\sin^2[\pi(d/\lambda)\sin\theta_e]} \quad (9.29)$$

式中,  $N$ =阵列的(垂直)列数,它产生(方位)角度  $\theta_a$ ;而  $M$ =阵列的(水平)行数,它产生(俯仰)角度  $\theta_e$ 。以上假设单元之间的间距在两个方向上是同样的;如果它们不是如此,要求的修正是简单的。因为阵列单元不是各向同性的,二维单元因子应该乘这个方程以得到天线方向图。

### 波束扫描和阵列馈电网络

线阵的波束可以用改变单元之间的相对时延在角度上扫描。如在图 9.15(a)中,考虑一个以距离  $d$  间隔的多单元阵列的两个单元。相对于两个单元的法线方向  $\theta_0$  的信号在它到达单元 1 之前到达单元 2。如果信号在单元 2 上延迟了时间  $\Delta T = (d/c)\sin\theta_0$ ,它将在时间上与在单元 1 上的信号一样(重合)。如果它们叠加在一起,这就是好像这个简单的二单元阵列在所指方向  $\theta_0$  的“主波束”。用改变时延产生了波束控制。可是,在多单元相控阵的每个单元中插入可变的实时延迟可能是相当复杂的,即使可采用的技术一般也是不吸引人的。改为用一个(以  $2\pi$  为模)等于  $\phi = 2\pi f_0 \Delta T = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_0$  的相移就简单得多,式中  $f_0$ =频率。于是信号就是同相而不同时。这在图 9.15(b)中举例说明。

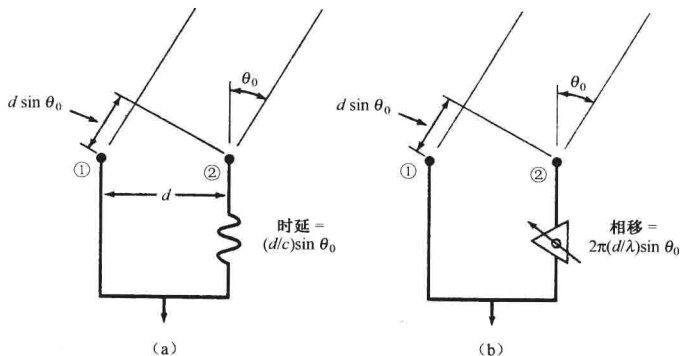


图 9.15 间隔距离  $d$  的两个阵列单元具有以相对于侧射方向测量的角度到达的接收信号。(a)波束控制基于实时延迟,(b)利用移相器(它在  $0 \sim 2\pi$  弧度范围内可变)波束控制



在线阵中,每个单元中为了使所有的信号具有同样的相位,需要插入的相移是  $m\phi$ ,式中  $m$  (一个从 0 到  $N-1$  的整数)是相对于参考单元的单元号数。

这意味着单元之间的相位差是  $\phi$ 。各向同性单元线阵的归一化辐射方向图是

$$G(\theta) = \frac{\sin^2[N\pi(d/\lambda)(\sin\theta - \sin\theta_0)]}{N^2 \sin^2[\pi(d/\lambda)(\sin\theta - \sin\theta_0)]} \quad (9.30)$$

当  $\sin\theta = \sin\theta_0$  时,这个方向图出现最大值;因此,  $\theta_0$  是主瓣的指向。如前所述,单元方向图应该乘这个方程以得到天线辐射方向图。如此波束可以在阵列中用改变每一个单元中的相移进行扫描。

**阵列馈电\*** 可变移相器可以用在线阵的每个单元上以使扫描波束,如图 9.16(a)的简单 4 单元阵列。这叫作并馈阵列。单元之间的相位差是  $\phi = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_0$ 。一系列功率分配器,例如混合接头,被用来产生一个树形结构如在图中所示。它有时候叫作组合馈电,因为它(树形朝下时)有点类似于公司的组织图表。单元和发射/接收的连接线,在不同单元之间希望是等长的,但是这不总是可能的。在每一个单元中的相位应该是相同的(除了移相器的量化相位以外)。如果功率是相等地均分在所有单元中,且如果在每个单元中的损耗是  $L_{ps}$ ,那么在并馈网络中全部的损耗也由  $L_{ps}$  给出。

串馈线阵示于图 9.16(b),每个移相器具有同样的相位。这意味着仅仅需要产生一个控制命令(相位  $\phi$ ),相比之下并馈阵列需要  $N-1$  个相位命令。这是一个优点,因为它简化了产生相位命令的计算机。可是,串馈阵列的一个严重的缺点是它的高损耗。如果每个移相器的损耗是  $L_{ps}$ ,那么通过阵列馈电网络的损耗是  $(N-1)L_{ps}$ 。因为零点几 dB 移相器的损耗是不常见的,且因为在线阵中可有几十个单元,所以串馈的损耗通常不能接受。

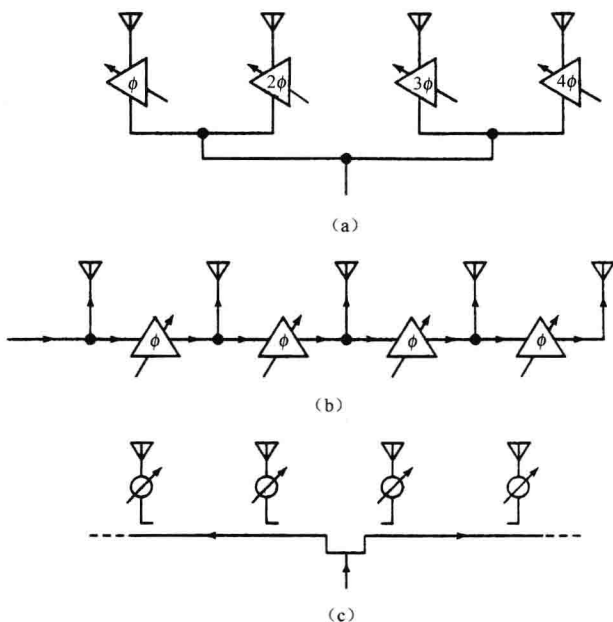


图 9.16 用可变移相器控制线阵:(a)并联馈电,(b)从一端串联馈电,(c)从中心串联馈电

\* 译注:‘corporate feed’这里译为‘组合馈电’,9.13 节后以其更常用的‘并联馈电’代替。

有两种方法使串联馈电是可以接受的。其一是用低损耗波导连接到单元上的频率扫描(9.7节)(频率扫描阵列不使用有损耗的移相器),另一个是功率放大器和低噪声接收机放置在移相器和辐射单元之间。这时仍然有损耗,但是它在发射时是在低功率电平上,因为它出现在功率放大器之前。在接收时,移相器的损耗出现在信号放大之后所以它对接收机的总噪声系数没有严重影响。

串馈阵列,即使当它构造成具有可以接受的低损耗,也是对频率变化敏感的。它的波束方向会随频率变化而变化这一点,使它具有频率扫描阵列的特性。补偿由于频率变化引起的波束位置的移位,可在计算机中用使它对于任何给定的频率指示正确的波束指向来完成。如果阵列是如在图 9.16(c)中所示从中心馈电,随频率变化的波束扫描就可以避免。波束虽然没有角度移位,它的波束形状却会随频率变化。

在二维并馈平面  $M \times N$  单元阵列中移向器要求  $M+N-2$  个单独控制信号,而二维串馈阵列要求仅仅两个控制信号。

**栅瓣** 使用一个类似于先前描述的非扫描阵列的自变量,栅瓣将出现在使式(9.30)的分母为零的角度(或者多个角度) $\theta_g$ 上,这意味着

$$\pi \frac{d}{\lambda} (\sin \theta_g - \sin \theta_0) = \pm n\pi \quad (9.31)$$

或者

$$|\sin \theta_g - \sin \theta_0| = n \frac{\lambda}{d}$$

从这个方程可以发现单元间距  $d$  应该不大于半波长,以便避免栅瓣。取  $d = \lambda/2$ ,当主波束扫到  $\theta_0 = +90^\circ$  时,栅瓣将仅仅出现在  $\theta_g = -90^\circ$ 。可是,实际的相控阵不能扫描  $\pm 90^\circ$ 。如果扫描被限制在  $\pm 60^\circ$ ,式(9.31)指出单元间距不能大于  $0.54\lambda$ 。

#### 波束宽度随扫描角度的变化

随着相控阵波束从侧射扫描到角度  $\theta_0$ ,它的波束宽度增加到  $1/(\cos \theta_0)$  倍。这可以用假设在式(9.30)的分母中的正弦,可以用它的自变量代替来证明。这时辐射方向图是  $(\sin^2 u)/u^2$  的形式,式中  $u = N\pi(d/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)$ 。当  $u = \pm 0.443\pi$  时,  $(\sin^2 u)/u^2$  天线方向图被减少到它的最大值的一半。用  $\theta_+$  表示对应于  $\theta > \theta_0$  时半功率点的角度。用  $\theta_-$  表示对应于  $\theta < \theta_0$  时半功率点的角度。这就是说  $\theta_+$  对应于  $+0.443\pi$ ,以及  $\theta_-$  对应于  $-0.443\pi$ 。在关于  $u$  的表达式中  $\sin \theta - \sin \theta_0$  项可以写成<sup>[28]</sup>

$$\sin \theta - \sin \theta_0 = \sin(\theta - \theta_0) \cos \theta_0 - [1 - \cos(\theta - \theta_0)] \sin \theta_0 \quad (9.32)$$

当  $\theta_0$  很小时,在这个方程右边的第二项可以忽略(波束接近侧射),所以  $\sin \theta - \sin \theta_0 \approx \sin(\theta - \theta_0) \cos \theta_0$ 。用这个近似,天线方向图的对应于半功率(3dB)点的角度是

$$\begin{aligned} \theta_+ - \theta_0 &= \sin^{-1} \frac{0.443\lambda}{Nd \cos \theta_0} \approx \frac{0.443\lambda}{Nd \cos \theta_0} \\ \theta_- - \theta_0 &= \sin^{-1} \frac{-0.443\lambda}{Nd \cos \theta_0} \approx \frac{-0.443\lambda}{Nd \cos \theta_0} \end{aligned}$$

半功率波束宽度是

$$\theta_B = \theta_+ - \theta_- \approx \frac{0.886\lambda}{Nd \cos \theta_0} \quad (9.33)$$

这样,当波束离开侧射扫描了一个角度  $\theta_0$  时,在扫描平面波束宽度增加到  $(\cos\theta_0)^{-1}$  倍。可是,当  $\theta_0$  很大时这个表达式是无效的,并且阵列的性能变得很差,除了在这个推导中做的近似在大角度不再有效外,而且随着波束由侧射开始扫描,互耦影响也相应增加。在离开侧射  $60^\circ$  角扫描时,实际相控阵天线的波束宽度增加超过由式(9.33)预言的系数 2,副瓣电平的增加也大于由简单理论所预期的。

式(9.33)适用于均匀线源分布,它很少用在雷达中。对于一个间距为  $d$  的  $N$  个单元的线阵,用  $a_0 + 2a_1 \cos(2\pi n/N)$  形式的在平台上加余弦的孔径照射,波束宽度近似为<sup>[29]</sup>

$$\theta_B \approx \frac{0.886\lambda}{Nd \cos\theta_0} [1 + 0.636(2a_1/a_0)^2] \quad (9.34)$$

式中,  $a_0$  和  $a_1$  是常数,在孔径照射中的参数  $n$  表示单元的位置。因为照射是假设关于中心单元对称的,  $n$  取  $\pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-1)/2$  值,天线孔径照射覆盖跨度从均匀照射到在阵列的末端跌落到零的台坡照射(假定孔径照射是延伸到陈列单元末端外的  $d/2$  处)。尽管上述适用于线阵,类似的结果也可从平面孔径得到;这就是说,波束宽度近似地与  $\cos\theta_0$  成反比变化。

波束宽度随扫描角增加的后果是,天线的增益也随扫描角按  $\cos\theta_0$  减小。

## 9.6 移相器

波长  $\lambda$  的信号以速度  $v$  经过一段长度为  $l$  的线以后的相移为

$$\phi = 2\pi l/\lambda = 2\pi fl/v = 2\pi fl/\sqrt{\mu\epsilon} \quad (9.35)$$

式中,频率  $f=v/\lambda$ ,  $\mu$ =导磁率,  $\epsilon$ =介电常数。通常,电磁波的传播速度  $v$  取为光速  $c$ ,但是对于移相器它可以是不同的。为了简单起见,假设传播速度对应于在 TEM 传输线,例如同轴电缆中的速度,所以  $v=1/\sqrt{\mu\epsilon}$ 。在波导中传播的 TE 和 TM 波的传播速度与上述比较稍微复杂一点,但是它仍然与  $1/\sqrt{\mu\epsilon}$  成正比。基于这个方程的最右边,为了得到相移的变化的各种方法可以归纳如下。

- **频率  $f$**  这是一个用于电子扫描波束相对简单的方法。它是用于电子波束控制的第一个实际的方法,并且曾经广泛地用于许多相控阵雷达。尽管它简单,但已不再流行,因为它限制了带宽除了用于波束控制外的其他用途,并且它仅仅对于在一个角度坐标中电子控制波束是可行的。频率扫描已经被用于移相的其他方法(没有局限性)的发展取代了。

- **线长  $l$**  这可以用电子开关接入或者去掉传输线的各种长度,达到想要的相移来完成。二极管常用作开关。

- **导磁率  $\mu$**  当加上的磁场变化时,铁氧体(或者叫铁磁体)材料显示导磁率的变化,由此显示相位的变化。它们已经流行于较高的微波频率。

- **介电常数  $\epsilon$**  铁电材料的电容率(或者叫介电常数)随加上的电压而变化。放电电流的变化也导致电子密度的变化,后者产生介电常数的变化。

- **速度  $v$**   $\mu$  和  $\epsilon$  的改变引起传播速度变化,但是速度的变化可以直接用改变矩形波导的宽边(所谓的“a”尺寸)尺寸来完成。用改变矩形波导的“a”尺寸,适当的相位变化可以加到线阵天线的整行辐射器上,在一个角度坐标上扫描波束。这种快速一维扫描曾被用于 X 波段着陆雷达许多年。它叫作 delta-a 扫描器或者 eagle 扫描器。波束可以机械地在大约  $60^\circ$  角度

范围以每秒 10 次的速率扫描。

所有上述的都曾使用过或者认真地考虑过作为相控阵的移相设备。还有许多其他设备可以用来为相控阵雷达得到相移,例如本书的早先版本提到的,但是最流行的是使用铁氧体或者二极管的设备。

早期的电子移相器是模拟的,它们的相移可以连续地调节。后来它们被数字移相器代替了,相位值取离散的值,通常是二进制步进。例如, $N$  位移相器以  $2^N$  步进覆盖  $360^\circ$  相位变化。通常使用的是 4 位移相器具有相位增量  $22.5^\circ$ ,但是如果需要的话,数字移相器可以具有更精细的量化。虽然模拟移相器允许连续地改变相移,但它的控制电流(或者电压)和相位之间的关系通常是非线性的。所以,设置一个模拟移相器得到相位的精确程度可能不如用一个数字设备得到类似的或者比较精确的结果容易。数字移相器已经成为首选的方法。移相器也曾叫作相量器(phasors)。

对用于相控阵的移相器要求:

- 能够快速地改变相位( $n$  个微秒)
- 能够承受高峰值和高平均功率
- 要求控制信号以小的驱动功率运行(通常人们不能希望使用比天线辐射的总功率大的功率来驱动移相器)
- 低损耗(如果它不是用在有源孔径雷达中,应为几分之一 dB)
- 对温度变化不敏感
- 尺寸小(能装配进大约半波长的单元间距)
- 重量轻(特别是对于机载或机动雷达)
- 低成本(因为移相器的成本是要用系统中的移相器的总数乘的)

已有许多类型移相器被雷达应用考核过,并且它们在不同程度上拥有这些性能。没有一种形式移相器能完全满足所有应用要求。

#### 二极管移相器<sup>[30~34]</sup>

半导体二极管作为开关设备用于雷达移相器能够很好地工作。它们能够承受相对高的功率并且有低的损耗,并能快速地从一种状态切换到另一种状态(低阻抗到高阻抗,或者反之)。它们不会因正常的温度变化而严重受影响;它们可以用低的控制功率来切换;并且它们尺寸紧凑。除了它们在较高的微波频率损耗增加和功率承受能力降低外,它们很适合于微波集成电路并且能用于覆盖雷达感兴趣的全部频率上。

使用二极管方法有三种:(1)数字开关线,(2)混合耦合,(3)加载的线。每一种都将简单地讨论。

**数字开关线** 数字移相器可使用级联的线路,切换的长度为  $\lambda/2, \lambda/4, \lambda/8$  等来得到。 $N$  位的移相器具有  $N$  个线路长度。例如图 9.17 是一个 4 位级联的数字开关的移相器,它被切换成进或出线长等于  $\lambda/16, \lambda/8, \lambda/4$  和  $\lambda/2$  以得到量化大小为  $\lambda/16$  的步进量。这对应相位增量为  $360/16 = 22.5^\circ$ 。移相器的每一位由提供不同相移的两段线长和由 4 个二极管做成的两个单刀双掷开关组成。在这个图中,当上面两个开关是开时,下面两个是关的,并且反之亦然。在“零”相位状态,相移不是零,而是一些残留的量  $\phi_0$ ,所以两种状态是  $\phi_0$  和  $\phi_0 + \Delta\phi_0$ 。差  $\Delta\phi_0$  是想要得到的相位增量。零状态的残留相位应该校准进雷达系统。

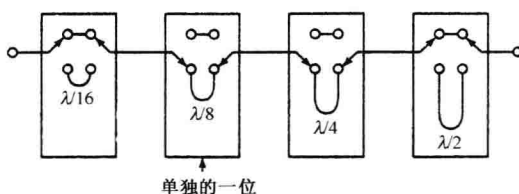


图 9.17 具有 4 位二极管开关的线长以  $\lambda/16$  量化的数字移相器。独特的排列给出  $135^\circ$  相移( $3/8$  波长)

**混合耦合** 如图 9.18 所示混合耦合移相器的一位,使用带有连接到耦合臂平衡的反射端子的 3dB 混合接头。两个开关(二极管)控制相位变化。3dB 混合接头具有在端口 1 的信号被等功率分开进入端口 2 和端口 3,而在端口 4 没有信号功率出现的特性。二极管的作用是让入射信号通过或者反射入射的信号,这取决于对二极管使用的偏置。当二极管允许信号通过时,信号被位于传输线远处的短路反射。反射信号在端口 4 组合,但是没有反射信号在端口 1 出现。如果二极管阻抗是反射而不是通过信号,总的传输的路径长度就短。差  $\Delta l$  是二极管开关开时和关时的两种路径长度的差,并且选择成对应所希望得到的数字化相移的增量。 $N$  位移相器可用级联  $N$  个这种对于每一个位具有不同线长的混合接头和二极管开关得到。

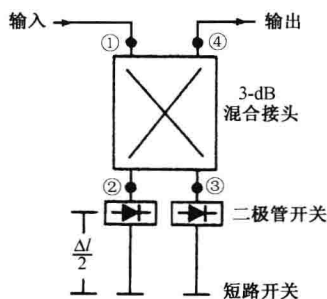


图 9.18 混合耦合移相器的一位

**加载的线** 这与上面提到的二极管移相器有一点不同。如图 9.19 所示,它由间隔开的可切换阻抗或电纳周期加载的传输线组成。二极管用来在两种电纳状态之间切换。二极管之间的间隔是工作频率的四分之一波长。邻近的四分之一波长间隔的加载是相等的并且可以取两个值中的任何一个。如果与线的特征阻抗相比电纳的幅度很小,四分之一波长间隔将会导致对消来自任何一对对称的电纳的反射,所以对于两个电纳环境的任何一个状态都有匹配的传输。每一对间隔开四分之一波长的二极管产生总的相位要求的增量。分路电容元件增加线的电长度而分路电感元件减小它的长度。分路电纳对的数目决定了总的传输相移。为得到高功率承受能力,可以使用具有小相位增量的许多这样的部分,所以有大量的二极管可以分别承受功率。

加载线的优点是较之其他以二极管为基础的移相器,有承受较大功率的能力。如果每个二极管对的最大实际相移是  $\lambda/16$ (或者  $22.5^\circ$ ),为了移相  $360^\circ$  需要 32 个二极管。

**二极管移相器的比较** 混合耦合型移相器较之其他两种通常具有小的损耗,使用最少数量的二极管,并且可以做成宽带工作。开关线移相器较之其他类型使用较多的二极管,并且具

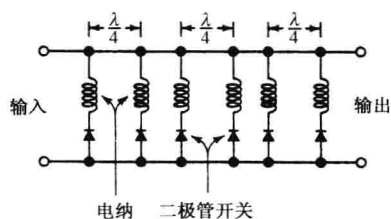


图 9.19 周期加载线移相器

有不受欢迎的相位-频率响应,这种响应以较高的插损为代价可以得到修正。移相器常常使用在固态 TR 组件中,在发射的时候,相移是在功率放大器之前的低功率完成的,在接收的时候是在接收机前端之后。对于具有总的相位变化  $360^\circ$  的四位移相器,加载线要求 32 个二极管,开关线 16,而混合耦合的移相器仅需要 8 个二极管。开关线设备的理论峰值功率能力是混合耦合电路的两倍,因为电压加倍是由混合接头的反射产生的。开关线移相器具有最大的插入损耗,但是它的损耗不随相移改变的数量而变,在另外两种类型电路中是要变化的。

二极管移相器已被做进所有类型的传输线里,包括波导、同轴和带线。微带对于中等功率设备是有用的,因为它易于制造,而且电路的重复性好;还有它的尺寸、重量以及生产成本可以减小。二极管芯片可以直接安装在基片上,而无二极管封装的寄生电抗。

多位的二极管移相器不必仅采用一种移相类型。对于小相位增量,加载线常常是首选的,因为它的尺寸紧凑,但它不适合于大的相位增量,因为对大相位增量的两种状态它很难匹配。例如,4 位移相器可把加载线结构用于  $22.5^\circ$  位和  $45^\circ$  位,而混合耦合反射电路用于  $90^\circ$  位和  $180^\circ$  位,以获得适当的带宽和功率承受能力及最小插损。

**PIN 二极管** 在二极管移相器中使用 PIN 二极管已经成了流行的选择,因为它比其他二极管能够承受较高的功率。在它的两种状态中的任一状态,可以设计成具有相对不变的参数,并且它具有从高电压二极管的几微秒到用低电压工作的二极管几十纳秒的开关时间(一般开关时间在 1 或几微秒量级是完全适合于大多数雷达应用的)。如图 9.20 所示,PIN 二极管由一片薄的高阻本征半导体材料夹在重掺杂低阻  $P^+$  和  $N^+$  区之间组成。在微波频率本征区是作为稍有电损耗的介质,而重掺杂区是良导体。当 d-c 偏置在反向(非导电)状态时,它像一个低损耗的电容器,因为它实质上是置于两个导体之间的绝缘体。它的平行板电容量由本征区的电介质决定,且与反向偏置电压无关。串联电阻由类似金属的 P 和 N 区的电阻率和几何尺寸决定。在正向偏置(导电)状态,当相当大的电流通过时,空穴和电子分别从 P 和 N 区注入原来是电介质的区域,产生了电子空穴等离子体。如有稍微损耗的电介质,当加正偏置时就变成了相当好的导体。电路的容性分量消失,并且等效电路变成一个随正向电流增加而减小的小电阻。电阻可从零偏置和几千欧姆变化到具有几十毫安偏置电流的几分之一欧姆。用正向偏置,二极管像一个低值电阻。

**变容二极管移相器** 变容二极管,或者可变电容半导体,也可以用作二极管移相器中的开关,改变在反向偏置下的电压,它的电容也随之改变,它有纳秒量级快速开关的能力,但是与 PIN 二极管大约 100W 相比,它只能承受平均几十毫瓦的功率<sup>[35]</sup>。变容二极管峰值功率容量大约小于 PIN 的 100 倍。替代用 PIN 二极管作开关,变容二极管可以用作模拟(连续可变)电压调节的移相器。在 6 位数字二极管移相器中,这种性能已被用作附加的模块以提供从 0 到  $11^\circ$  连续可变的相位变化<sup>[36]</sup>。

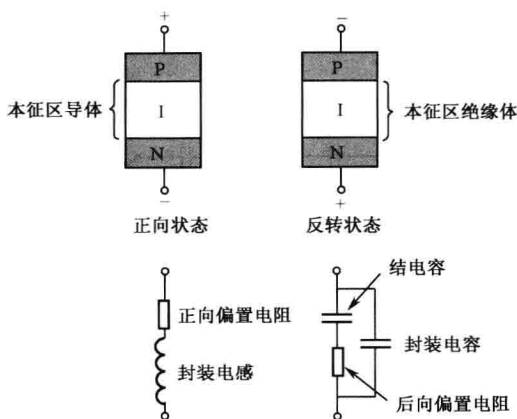


图 9.20 对于正向和反转状态, PIN 二极管和简化的等效电路

**单片微波集成电路(MMIC)移相器**<sup>[37,38]</sup> 迄今讨论过的二极管移相器已被广泛地用于混合微波集成电路(MIC)。其中无源器件沉积在低损耗介质基片表面上,而有源半导体器件粘接或焊接在无源电路上。移相器也可利用单片微波集成电路(MMIC)技术来制造,其中全部的无源元件、有源器件及相互连接线一体化在单片半导体基片上。MMIC 移相器可以比类似的混合 MIC 的器件尺寸和重量要小得多。因为没有分离的线的连接,它们的可靠性高,有很高的可复制性,并且可以大批量生产经济地制造。因为它们的尺寸小,可以与其他电路例如功率放大器、低噪声接收机前端以及开关集成在单片上,形成紧凑的 T/R(发/收)组件,用在有源阵列天线中。可是,这些优点伴随着的是电路调整及故障检修灵活性的丧失,而这些灵活性在混合 MIC 中是可以做到的。这种调整(或拧)电路灵活性的丧失,意味着在使用计算机辅助设计时要更加注意,确保器件一旦制造好就能管用。

MMIC 器件通常使用砷化镓(GaAs)金属半导体场效应晶体管(MESFET)作为数字移相器的开关。虽然硅技术已经广泛地使用在较低的和中等的微波频率范围,但 MMIC 技术在较高的频率应用时, GaAs 是首选。MESFET 有以小于几分之一纳秒的速度快速开关的能力,而且它们以相对低的 d-c 偏置功率工作。

图 9.21 的高通/低通移相器结构已经获得应用,它用 MESFET 作 MMIC 移相器的开关单元。它的小尺寸起因于集中元件而不是分布元件的使用。相位的改变借助于在高通滤波器和低通滤波器之间的切换来得到。插入高通滤波器产生相位超前,而插入低通滤波器产生相位延迟。

在较高的微波频率利用单片微波集成电路的移相器已有报告<sup>[38]</sup>,它具有宽的带宽和在带内固定的相移,插损 5~10dB,以及从几毫米到大约 1 厘米的最大尺寸。高的损耗仅具有小的影响,因为在发射时它出现在功率放大器之前的低功率电平,或者在接收时出现在低噪声放大器之后。

#### 铁氧体移相器

铁氧体是类似陶瓷的金属氧化物绝缘材料,在保持良好的介电性能时还拥有磁性<sup>[39~41]</sup>。它的介电常数在 10~20 的范围内。与铁磁材料例如铁对比,铁氧体是绝缘体而不是导体,并且具有高的电阻率,这允许电磁波以低损耗通过材料传播。曾经引入铁磁体这个术语来描述现在通称为铁氧体的这些材料的新奇磁特性。



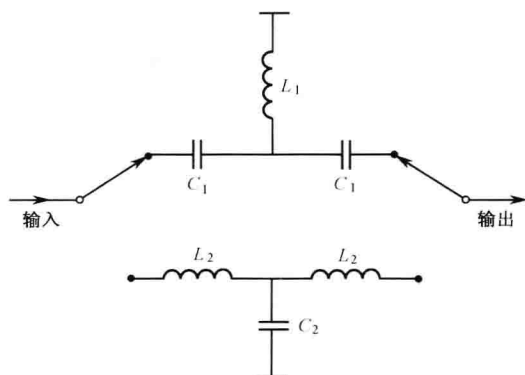


图 9.21 使用 T 形网络的高通/低通移相器,所示状态为高通滤波器<sup>[38]</sup>

铁氧体移相器是两端口器件,它们可以是模拟的或者数字的,均具有互易或非互易特性。通常,它们用在较高微波频率,因为它们的损耗随频率增加而减小。对于在 S 波段以上的雷达,铁氧体通常胜过二极管移相器成为首选(除了当移相器在发射时用在功率放大器之前,以及在接收时在低噪声放大器之后)。在 S 波段,铁氧体和二极管这二者都可以使用。低于 S 波段,二极管移相器通常是首选。

电磁能在铁氧体材料中传播的物理特性是不容易描述的,在此也不打算描述。基本的工作机理是通过电磁波与铁氧体材料中的自旋电子的相互作用,产生铁氧体的微波导磁率的变化,从而改变了相位。铁氧体的导磁率是各向异性的,必须用复杂的张量而不是标量来表示。由于这个原因,在铁氧体中导磁率的值和由此产生的相移,取决于传播的方向。因此某些类型的铁氧体移相器是非互易的,它们的相位变化取决于传播的方向。这一点不同于在这一节早先讨论的互易的半导体移相器。非互易移相器对于接收和发射雷达有不同的设置。

已经开发了许多不同类型的铁氧体移相器,但是雷达最感兴趣的是那些包括闭锁器件、通量驱动、以及双模移相器。Reggia-Spencer 移相器是首先研制成功的铁氧体移相器之一,它将作为例子用来描述铁氧体的某些性能、它们的局限,及在以后的铁氧体器件中如何克服这些局限性。尽管它有缺点,Reggia-Spencer 器件曾经以非常高的功率(在 20 世纪 60 年代时,还没有更好的器件可用)使用在一个实用的相控阵雷达中。

**Reggia-Spencer 移相器** 这种器件由悬在一段矩形波导中心的铁磁材料棒或条组成。一个螺线管缠绕着波导以提供纵向的磁场。用改变流过螺线管线圈的电流可以得到相位的变化。它是一种互易的、模拟的移相器,具有很高的品质因子(定义为每 dB 损耗的相位变化)并且比早先实验性的铁氧体移相器更紧凑。可是它有两个严重的局限性。第一,在波导中心的铁氧体棒意味着与金属波导壁无接触,这样就很难把耗散的热传导走。第二,从一种相位状态切换到另一种相位状态要求的时间相对地长,为几百微秒而不是二极管移相器特有的一微秒或二微秒。而且,这种移相器对温度变化敏感,所以它通常工作在控制温度的环境中。当相位要改变时,还有磁滞效应必须忍受。

缺乏便于散热的热通路已被一种设计<sup>[42]</sup>所克服,它具有轴向放置的石榴石棒,直接用低损耗液体介质(它允许沿石榴石材料表面流动)进行冷却(石榴石是具有与其他铁氧体不同晶体结构的铁氧体)。液体被胶封在装有石榴石的一个特氟隆护套中,所以冷却液能直接与石榴

石条接触。以这种方法冷却的 C 波段 Reggia-Spencer 移相器在峰值功率为 100kW、平均功率为 600W、插损 0.9dB, 以及 VSWR 为 1.25 时工作带宽在 8% 以上。器件尺寸是 2.4 英寸×2.1 英寸×8.2 英寸, 重 1.5 磅。它要求  $1.25\mu\text{s}$  切换它的相位, 以及它以 300Hz 的速率开关时使用 16W 开关功率。

Reggia-Spencer 移相器长的开关时间是由于: (1) 提供磁场的螺线管的大的电感, (2) 由金属波导(它被在金属波导壁上产生涡流电流的螺线管缠包)引起的“短匝”效应。可以采取一些措施来减少切换时间, 但是 Reggia-Spencer 切换时间总是远大于其他移相器的切换时间。

**闭锁铁氧体移相器**<sup>[40,43]</sup> 闭锁铁氧体移相器利用磁性材料磁滞回线的特点, 把它的导磁率锁定在铁氧体材料的 B-H 曲线两个剩余磁化点中的一个, 克服了 Reggia-Spencer 器件的许多限制。它不需要连续地保持电流来维持相移, 因此它的驱动功率可以比 Reggia-Spencer 移相器的幅度小一个量级。它没有那么高的温度敏感性, 具有快得多的开关速度, 而且铁氧体中磁滞现象引起的问题更少。它还适合于做数字移相器。图 9.22(a) 示出了安装在波导内的一位闭锁铁氧体移相器。铁氧体是矩形环形状。环体与波导壁的接触可使产生的热耗散掉, 然而它又导致器件是非互易的。

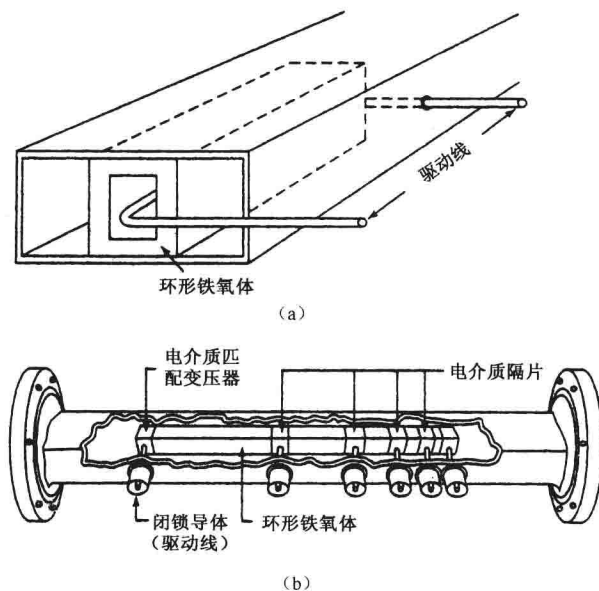


图 9.22 (a) 安装在波导中的一位闭锁铁氧体移相器, 示出了通过环形体中心的对闭锁移相器建立磁场的驱动线; (b) 五位闭锁铁氧体移相器略图 (引自 Wicker H 和 Jones44, IEEE 允许)

图 9.23 是磁性材料例如铁氧体的磁滞回线, 或者叫  $B-H$  曲线。该图是磁化或者磁感应图(单位为通量密度, 或者  $\text{Wb}/\text{m}^2$ ), 磁化或磁感应与环形截面铁氧体施加的磁场(安培-圈/ $\text{m}$ )成函数关系。施加的磁场正比于驱的动线(它可以考虑为一圈螺线管)中的电流。当足够大的电流脉冲通过环形体中心的驱动线时, 磁化就被驱动到饱和状态。当电流减小到零时, 仍然存在剩余磁化  $B_r$ 。类似地, 当相反极性的大电流脉冲通过驱动线时, 铁氧体就变成相反极

性饱和,且当电流减小到零时,就得到了相反符号的剩余磁化。这样,环形铁氧体可以取两个磁化值 $\pm B_r$ ,它们是借正或负电流脉冲驱动线得到的。两种剩余磁化状态的差别产生了不同的相移。为了设置闭锁移相器的相位,仅仅需要短暂的电流脉冲。

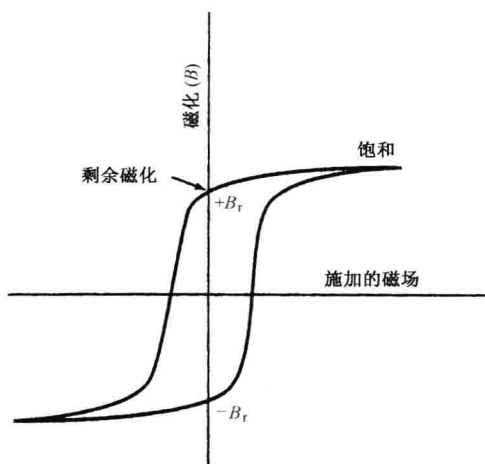


图 9.23 铁氧体环形体的磁滞环,或者叫  $B-H$  曲线

两种磁化状态下相移差的数量取决于铁氧体材料和环体的长度。数字闭锁移相器可用级联放置若干分离的适当长度的环体来得到。每个环体的长度选择能够提供不同的相移  $180^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $22.5^\circ$  等等,这取决于要求的位数。图 9.22(b)是五位闭锁铁氧体移相器的略图<sup>[44]</sup>,每位用一根单独的驱动线,环形体的输入和输出端阻抗是匹配的。用高介电常数材料填充环形体的中心槽,可以产生较高的每 dB 损耗的相位变化值(品质因子)和较低的开关功率,但是器件在击穿之前能承受的峰值功率会较低。通常,单个环形体是用薄的电介质隔片分开以避免磁干扰。驱动线取向应使得 RF 耦合最小,在环形体和波导壁之间适当的机械接触也是重要的,因为空气隙会产生高阶模,这导致相对窄的频带和插损尖峰。这些不希望的空气隙必须小心消除,因为在材料上的过分的机械压力会引起磁致伸缩。它会改变材料的磁性能,特别是使用石榴石。这种类型闭锁移相器还被叫作双片环形体移相器,因为主要的作用属于环形体的两个垂直部分。环形体的水平部分对相移是无贡献的,但是它们对完成磁路是必须的。

在波导中通过单圈驱动线引入施加的磁场,消除了短匝效应并且避免了长的开关时间,开关时间长是原始的 Reggia-Spencer 移相器的特征,微秒量级的开关时间就变得可行了。磁滞现象是一个在 Reggia-Spencer 移相器中需要忍受的麻烦事,但是闭锁铁氧体移相器却利用磁滞产生两个离散的相移值,不需要连续的维持功率。

对于发射和接收用非互易移相器必须使用不同的相移值。因此,为了接收回波信号,非互易闭锁移相器在刚刚完成发射之后必须重置。微秒量级的闭锁移相器的开关速度允许快速的开关要求。接收的相移是用简单的反转为发射设置的相位的驱动脉冲的极性来得到的。这种铁氧体环形体的磁化方向的反转等效于传播方向的反转。虽然非互易性移相器可以使用在许多雷达应用中,但它们却不能使用在空馈反射阵列(9.9 节)中,因为在这样的一个天线中电磁能量在发射和接收期间都快速地改变方向。在高占空比的脉冲多普勒雷达或者在非常短距离

雷达中,它们的使用也是不实际的。

一种非互易数字闭锁式五位铁氧体移相器曾使用在 S 波段 3D 雷达,名字叫 RAT 31/S,由意大利罗马的 Alenia 制造<sup>[45]</sup>。它具有下列特性:峰值功率=7kW,平均功率=70W,插损<0.9dB, VSWR<1.3,带宽=3%,开关时间 $\leq 2.5\mu\text{s}$ ,插入相位的温度跟踪=0.6°/°C,以及温度范围从 0~60°C。插入损耗标准偏差的 rms 值是 0.03dB。插入相位与它的预期值的偏差在移相器和天线单元之间的路径上得到补偿。最小位(名义上 12.25°,但是实际上平均值为 12.40°)的相位偏离的 rms 值是 1.13°,以及最大位(名义上 180°,但是实际上平均值为 199.8°)的相位偏离的 rms 值是 3.89°。

**双环形体闭锁移相器**<sup>[46,47]</sup> 以上描述的闭锁式移相器用双环形体得到了改进,它的几何构造图表示在图 9.24(a)中。双环形体是用能把 RF 能量集中到波导中心的介质分隔开的。铁氧体有效区(在该区中会产生与 RF 场的非互易的相互作用)是两个垂直铁氧体臂,它们与在中心的电介质接触。双环形体铁氧体的不同相移可以做得与频率无关,从而它是宽带的。双环形体移相器据称<sup>[48]</sup>比单环形体器件容易制造。Hord<sup>[46]</sup>给出了 X 波段双环形体移相器的特性:损耗=0.4dB,开关时间=4 $\mu\text{s}$ ,开关能量=100 $\mu\text{J}$ ,尺寸大小=0.27 英寸×0.18 英寸×2.3 英寸,带宽可以是 10%或者更宽。

双环形体的一种变种使用所谓的凹槽波导,如图 9.24(b)的截面图所示。注意在波导脊之间有不同的间隙。据说这种几何尺寸增加了 20%相移差,对于 360°相移差的插入损耗约减小 10%到 30%(这样就提供了更好的品质因子),并且获得了更好的热传导性和平均功率容量的增加。

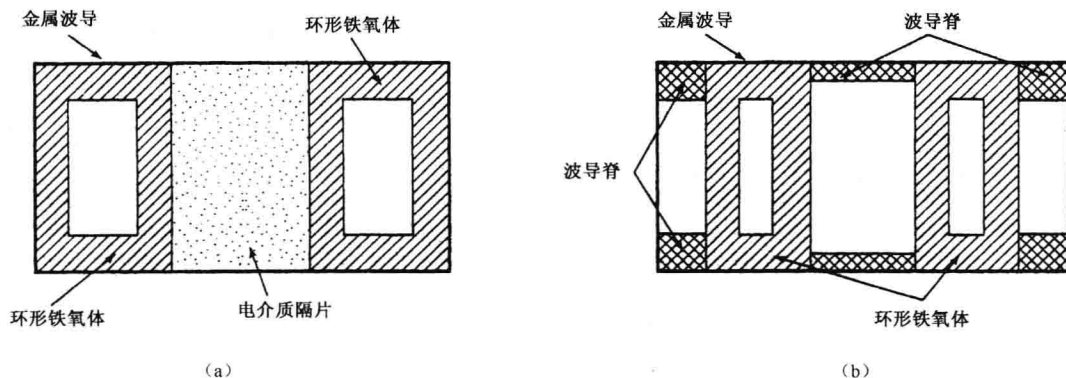


图 9.24 (a)双环形体铁氧体移相器的截面积,(b)开槽波导双环形铁氧体移相器的横截面

**磁通驱动**<sup>[50]</sup> 环形铁氧体移相器可按模拟方式,用改变驱动脉冲电流提供不同的剩余磁化值得到数字相移增量,这就是所谓的磁通驱动,它具有减少温度敏感性的优点,使用单个长铁氧体环形体段来提供 360°的总相移差。要求的数字相位增量是用工作在较小的磁滞环上来得到的,如在图 9.25 中所示。如果  $B_r(1)$  是产生相位变化 180°(相对于剩余磁化  $-B_r$ )所需要的剩余磁化,应该选择驱动脉冲的幅度和宽度以使剩余磁化升高到磁滞曲线上的点①。

当脉冲电流衰减到零时,磁化沿着显示的曲线回到剩余值  $B_r(1)$ 。在  $B_r(1)$  和  $-B_r$  之间相位的差决定了相位增量。用不同的电流脉冲值,可以得到不同的剩余磁化值,于是得到不同的相移值。用这种方式工作,铁氧体环形体本质上是可以提供任意相位增量的模拟器件,如果

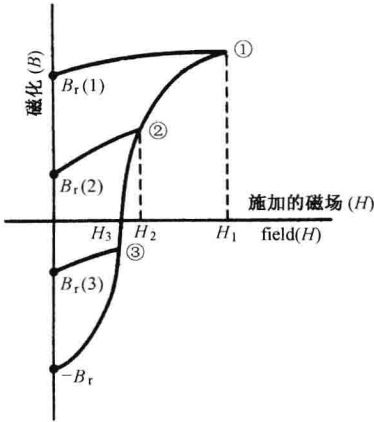


图 9.25 表示磁通驱动运作的磁滞环,其中单个铁氧体环形体是用离散的电流脉冲激励从基本的模拟器件产生数字相移增量

驱动电流是数字的,它起数字式移相器的作用。环形体的长度可做得比正常值长 15% 到 20%,以允许由于温度变化引起的可用磁化增量的减小。当驱动输出阻抗小时,温度引起的磁化改变影响就小。

**双模铁氧体移相器**<sup>[46,51]</sup> 这是一种互易的、但是没有互易 Reggia-Spencer 移相器局限的闭锁移相器。它是法拉第旋转移相器<sup>[52]</sup>和机械的 Fox 移相器<sup>[53]</sup>的变种[法拉第旋转是在存在磁场的条件下当波在铁氧体材料中传播时,极化(或者叫电场)的旋转]。双模铁氧体移相器的构造图概略地绘在图 9.26 中。在中心部分是铁氧体棒,它支持圆极化波的传播。棒被金属化以形成铁氧体填充的波导,为了耗散由铁氧体损耗产生的热,这样做是可以接受的。用螺线管(在图中没有示出)缠绕着铁氧体棒以便施加轴向的磁场,该磁场旋转圆极化以提供相位变化。一个线极化的信号在左边端口进入矩形波导并借助非互易圆极化器(它是一个四分之一波长铁氧体片或者四极场铁氧体极化器<sup>[54]</sup>)转换成圆极化。施加的轴向磁场旋转在铁氧体棒中的圆极化波,给出一个想得到的相移。在传播通过铁氧体后,用第二个非互易极化器,把相移后的圆极化波再转换回线极化。用类似的方式,从右边入射的波由非互易的四分之一波长片转换成相反旋向的圆极化,于是产生相移。因为极化旋向和传播方向这二者都是颠倒的,所

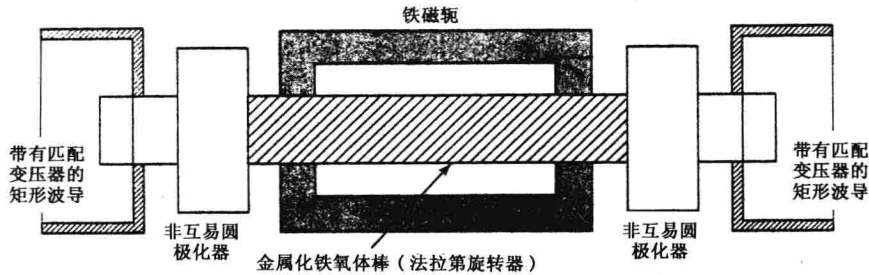


图 9.26 双模铁氧体移相器的构造略图,在中心的金属化的铁氧体是以法拉第旋转移相器为基础的

以对于从右到左信号传播的相移是和从左到右信号传播的相移是一样的。磁路是在外部用温度稳定的铁氧体扼完成,以保证锁定磁场,磁通驱动可以用来控制剩余磁化值。

双模铁氧体移相器重量轻而且能够承受高平均功率,还具有好的品质因子。开关时间从 $10\sim 100\mu\text{s}$ ,它比非互易铁氧体移相器用的时间要长。它的较长的开关时间是由于覆盖在铁氧体棒上的薄金属膜的短匝效应引起的。Hord<sup>[46]</sup>声称 X 波段双模移相器可以具有插损 $=0.6\text{dB}$ ,开关速度 $=100\mu\text{s}$ ,开关能量 $=400\mu\text{J}$ ,长度 $=1.6$ 英寸,以及直径 $=0.48$ 英寸。Whicker 和 Young<sup>[55]</sup>指出,双模移相器有 $10\%$ 带宽的能力, $1\text{kW}$ 峰值和 $100\text{W}$ 平均功率,以及具有闭锁(开关)速度 $20\sim 40\mu\text{s}$ 。双模移相器已经使用在 AN/TPN-19X 波段着陆雷达,其中移相器的重量是 $3.7$ 盎司并具有相位误差 $15^\circ$ <sup>[56]</sup>。

**极化不敏感移相器** 有人言及<sup>[57]</sup>,双模移相器可以做成对极化不敏感的,也就是说,对于不同极化的电磁波具有相同的相移,因此它们可以使用在多于一种以上极化的相控阵天线中。当雷达必须使用双正交极化以避免由极化平面的法拉第旋转引起大的信号损失时,如当 VHF 或者 UHF 雷达波传播通过电离层或当圆极化用于检测在雨中的目标时,或者在任何其他想获得多于一种极化的选择时,那么不敏感移相器是令人感兴趣的。

**旋转场移相器**<sup>[59]</sup> 旋转场移相器类似于前面提到的双模移相器,在这种移相器中,也是产生法拉第旋转效应以给出相移,它是互易器件,但不是闭锁式的,它非常精确,相位误差可以为 $1$ 度或者更小,这优于许多其他类型的移相器。这样的精度是低副瓣阵列天线要求的。在矩形波导输入中线极化被转变成圆极化。圆极化波在铁氧体棒(它完全地填满圆波导)中传播。给安装在铁氧体扼上的两个正交的线圈加电流,得到一个在空间旋转的恒定幅度的磁偏置,就在铁氧体中得到了相移。磁偏置的旋转是用一对绕在类似于电动机定子上的线圈完成的。由两个线圈产生的四极场可以平稳地旋转到任何想得到的角度。相移差的精度是由在两个线圈中的控制电流比决定的。于是铁氧体棒起半波盘的作用,它的取向决定了相移量。它类似于使用在最初的 Fox<sup>[52]</sup>移相器中的半波盘(或者 $180^\circ$ 相移差)的机械旋转的作用。半波盘旋转角度 $\theta$ 导致信号的时间相位 $2\theta$ 弧度变化。在传播通过铁氧体棒和经历相位变化后,圆极化就转为线极化。

Boyd<sup>[60]</sup>声称在 X 波段,旋转场移相器可以具有 $0.5\text{dB}$ 损耗, $10\%$ 带宽,rms 相位误差小于 $1$ 度,以及开关时间 $50\mu\text{s}$ 。对定子线圈的控制功率小于 $0.5\text{W}$ 。这些器件能承受中等到高的功率,有比其他铁氧体移相器较小的温度敏感性。在宽的频带内相移随频率变化小,具有高精度,并且它们的重量轻,使得它们适合于机载应用。

### 其他的移相器

过去还开发过许多其他的移相器,包括其他类型的铁氧体器件。机电的移相器,用作移相器的行波管,等离子体器件,以及铁电移相器。其中铁电材料的介电常数是施加电场的函数。曾经报道<sup>[61]</sup>,铁电移相器具有高功率承受力,低的驱动功率,电压控制相位,以及低的生产成本,但是很难得到适合的铁电材料以满足移相器的重要的要求。

## 9.7 频率扫描阵列<sup>[62~64]</sup>

由于频扫天线的相对简单性,有一个时期曾经是相控阵的最流行的无线形式。它的波束是用只改变雷达的频率来扫描的。它对于在一个角度坐标扫描波束特别流行,例如 3D 对空

警戒雷达<sup>①</sup>。可是,频率扫描阵列具有很大的局限性,即频率仅用于波束扫描而不能用于雷达的其他重要用途的领域,例如高距离分辨率,电子反干扰,以及脉冲间频率捷变。

### 用改变频率进行波束扫描

如在图 9.27 中画出的,频率扫描阵列几乎总是串馈。虽然使用移相器的串馈阵列具有高的损耗(如在 9.5 节中提到的),但在这里不是这种情形,因为这里仅用波导连结天线单元,通过波导传输线传播的损耗是低的。

下面推导雷达频率和波束扫描角之间的关系。在图 9.27 的串联馈电阵列中,在两个相邻单元之间的相位差是

$$\phi = 2\pi fl/v = 2\pi l/\lambda \quad (9.36)$$

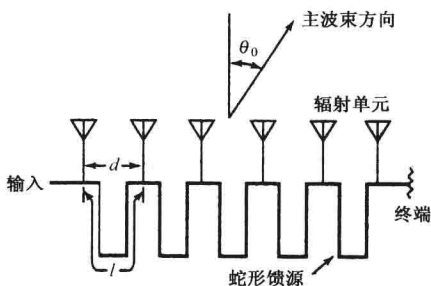


图 9.27 串馈频率扫描线阵

式中,  $f$  = 电磁信号的频率,  $l$  = 连接相邻单元的线长度(通常  $l$  远大于两个单元之间的距离),  $v$  = 传播速度, 以及  $\lambda$  = 雷达波长(式(9.36)基本上与式(9.35)一样)。为了在这个简化的分析中方便,传播速度取为光速  $c$ 。这适用于同轴线和和其他传播 TEM 模的传输线。波导比 TEM 线更多用于端馈传输线,可以具有随频率变化的传播速度(即它是色散的)。

如在 9.5 节描述的,如果要求波束指向方向  $\theta_0$ ,在间隔开距离  $d$  的单元之间的相位差  $\phi$  应该等于  $2\pi(d/\lambda)\sin\theta_0$ 。在频率扫描阵列中,由于实际的原因对于增加一个相对相位变化  $2\pi$  弧度的整数  $m$  倍是有利的。既然相位是以  $2\pi$  为模的并且  $m$  是整数,那么  $2\pi m = 0$ ;所以包含  $2\pi m$  对单元之间的相位差没有影响。增加  $2\pi m$  弧度相位是用连接相邻阵列单元的线  $l$  的长度来达到的。增加固定的  $2\pi m$  相移的原因是它允许用一个很小(与如果使用长度  $d = \lambda/2$  的线比较)的频率变化,一个给定扫描角就能够得到,这由式(9.38)就可显然看出。使波束扫描到角度  $\theta_0$  要求的相邻单元之间的相位  $\phi + 2\pi m$  等于由长度为  $l$  的传输线产生的相位[式(9.36)],结果是

$$2\pi(d/\lambda)\sin\theta_0 + 2\pi m = 2\pi l/\lambda \quad (9.37a)$$

或者

$$\sin\theta_0 = -\frac{m\lambda}{d} + \frac{l}{d} \quad (9.37b)$$

当  $\theta = 0$ ,波束指向侧射并且由式(9.37b)可得  $m = l/\lambda_0$ ,式中  $\lambda_0$  是使波束指向侧射的波长。如果对应波束指向侧射的频率表示为  $f_0$ ,波束指向的方向可以写成

<sup>①</sup> 3D 对空警戒雷达是方位上机械旋转,而在俯仰上扫描一个或多个笔形波束,或者在俯仰上具有多个固定波束用于测量俯仰角用途的雷达。当然,其他雷达也可以得到三维数据,但是在这个定义的意义它们不是通常的“3D 雷达”。



$$\sin\theta_0 = \frac{l}{d} \left(1 - \frac{\lambda}{\lambda_0}\right) = \frac{1}{d} \left(1 - \frac{f_0}{f}\right) \quad (9.38)$$

由上式,在角度区域 $\pm\theta_s$ 扫描波束要求的波长偏移

$$\Delta\lambda = 2\lambda_0(d/l)\sin\theta_s \quad (9.39)$$

这个方程表示  $l/d$  比越大,覆盖给定角度区域 $\pm\theta_s$ 要求的波长偏移  $\Delta\lambda$  就越小。 $l/d$  比通常叫作重叠因子(波束位置是关于波长对称的,但是它作为频率的函数是不对称的)。扫描波束离开侧射方向 $\pm 45^\circ$ 要求重叠因子是 5,分数波长的变化为 0.28,而当重叠因子是 20 时分数波长的变化为 0.07(分数波长 $=\Delta\lambda/\lambda_0$ )。

式(9.38)和式(9.39)适用于等于光速的 TEM 传输线。可是,在这种类型雷达中更常见的是用波导做传输线,因为在波导中的传播速度取决于频率。当使用波导代替 TEM 线时,波束指向角的表达式就更复杂了。与具有同样重叠因子的 TEM 线比较,由于波导内传输速率的频率特性,使其用较小的频率变化,就可扫描相同的角域。

当在单元之间的电间隔太大时,正像在其他阵列天线中一样,在频率扫描阵列中会出现栅瓣。式(9.31)可用于这种情况。当主瓣控制最大扫描角 $\theta_0 = +\theta_m$ 时,如果在 $\theta_s = -90^\circ$ 时栅瓣可以容忍,下面关系应成立

$$|1 + \sin\theta_m| < \lambda/d \quad (9.40)$$

栅瓣的发生可限制波束能够扫描到的最大角度。

#### 带宽限制

式(9.39)说明为了使用频率扫描,特别是如果  $l/d$  很小,需要雷达发射机大的频率可调节性。大的带宽可能引起潜在的与其他电磁系统干扰的问题,而对运行在同样波段的频率扫描雷达中的干扰,可能没有那么严重,因为这种雷达驻留在任何一个频率点仅仅很短的时间。然而,更重要的是当  $l/d$  比增加时,频率扫描天线可以使用的信号带宽减小,如果使用宽带信号,便会导致主波束失真。

在如图 9.27 所示的串馈情况下,信号从阵列的一端到另一端传输总距离为  $(N-1)l$ 。式中  $N$  是在线阵中的单元数目, $l$  是在相邻单元之间的传输线的长度。例如,考虑一个具有 101 个间隔  $1/2$  波长馈线的总长度是  $10 \times 5\text{m} = 50\text{m}$ 。一个入射进 TEM 馈线的输入脉冲沿着 50m 馈线传输并且到达另一端(假设以光速传输)要求  $0.167\mu\text{s}$ 。这个建立时间,或者叫布满阵列的时间,像我们更熟悉的信号滤波器的瞬态响应时间那样,对雷达信号带宽具有类似的作用。这样,信号从天线的一端到另一端的时间  $t_D$  将限制带宽到  $1/t_D$ ,或者在本例中是 6.7MHz。如果重叠系数不是 10 而是 20,对带宽的限制就是 3.3MHz。这样,重叠系数越大,提供给的角度覆盖必须的频率偏移就越小,但是雷达就是更窄带的了。带宽太宽的另一种影响是,如果信号具有宽的频谱,波束将会在角度上变得模糊。因此,频率扫描通常是与要求大带宽的高分辨率雷达不兼容的。

#### 各种形式的频率扫描雷达

使用频率扫描的若干种方法,大多数用于 3D 对空警戒雷达的一个角度坐标(俯仰)扫描。下面的几种已经在雷达系统中使用。

**单个扫描笔形波束** 原始的 3D 频率扫描雷达在方位面机械地旋转  $360^\circ$ [图 9.28(a)],使用单个笔形波束天线在俯仰面扫描。天线波束在移动到下一个位置和不同的频率之前,在一个俯仰波束位置驻留在一个特定的频率上。如果笔形波束是窄的( $1^\circ$ 或  $2^\circ$ 量级),并且要求远

距离和大俯仰角度覆盖,用单一扫描波束时,重访时间或许非常长(或许多于一分钟)。如果笔形波束天线具有方位和俯仰波束宽度  $1.5^\circ$ ,俯仰覆盖  $30^\circ$ ,距离覆盖达 200nm(海里),以及每个目标有 10 个脉冲积累,那么在方位上覆盖  $360^\circ$ 的时间是 66.7 秒,这是太长了。以这样方式运行的单一窄波束扫描雷达,是不适合远作用距离雷达的,因为它需要长的重访时间。这也适用于任何一种电子扫描的单一波束相控阵,不仅仅是频率扫描。

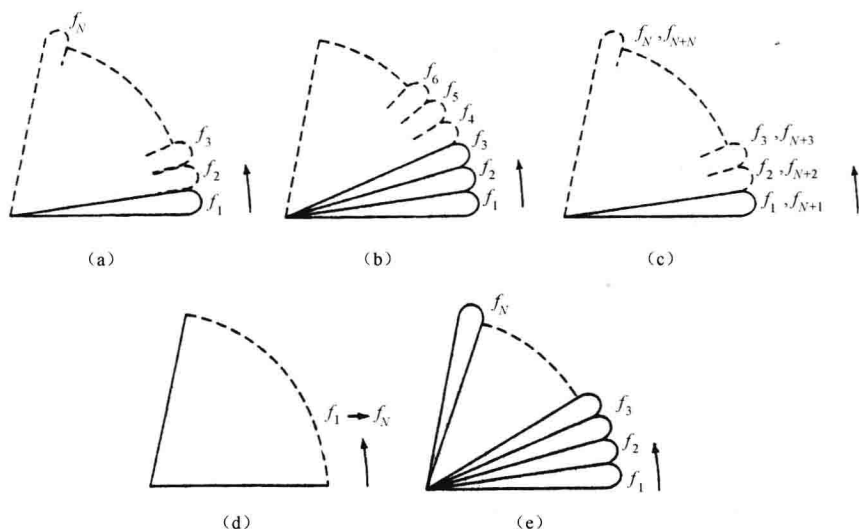


图 9.28 适合于频率扫描阵列的若干波束构造,它在一个角度坐标通常是俯仰上扫描。

(a)单波束扫描,(b)多波束扫描,(c)多频率扫描(在每一个波束位置多于一个频率辐射),(d)在脉冲内扫描,发射,(e)在脉冲内扫描,接收

扫描时间可用增加作为俯仰角函数的脉冲重复频率(减小脉冲之间的时间)来减小。低的 prf(脉冲重复频率)可在低仰角使用,以获得予的最大无模糊距离。随着仰角增加,最大作用距离减小,因为飞机不会飞得超过一定的高度。相应地在较高的仰角增大 prf(脉冲重复频率)可以减小总的天线覆盖  $360^\circ$ 所花的时间。

每次驻留的脉冲数目可以减小,以减小总的扫描时间。较少的脉冲意味着较大的发射峰值功率以及较长的脉冲宽度,以补偿目标回波脉冲较少导致的可用能量的减小。驻留的脉冲数目减小是有限制的,若只有一个脉冲的情况下,对于目标检测它会产生严重的后果。如果脉冲发射时目标是靠近天线方向图的半功率点位置,每个波束位置一个脉冲导致大的双程天线增益损失。当仅仅一个或者很少几个脉冲用于目标检测时,另一个问题是在 MTI(动目标显示)雷达中难以实现好的多普勒杂波对消。大的 MTI 改善因子(3.7 节)要求大量的被处理的脉冲(在目标上较长的时间)。这样,在每个波束位置使用一个或者很少几个脉冲的 3D 远程雷达,通常具有较差的或者没有杂波抑制能力。

**多波束扫描** 减少天线覆盖它的监视空域时间的方法是同时或者几乎同时地发射多于一个波束(在多于一个频率上),如图 9.28(b)所示。在这个图中,可以分别地在频率  $f_1, f_2$  和  $f_3$  下辐射三个脉冲,以覆盖三个邻近的俯仰波束位置。在频率  $f_4, f_5$  和  $f_6$  发射下一组三个脉冲。几乎同时地辐射的脉冲数,在这个例中是 3 个,典型的在一个脉冲串中射频数目,一般可

能从  $3\sim 9$  变化。在方位上扫描  $360^\circ$  减少的时间与辐射的同时波束(频率)的数目成比例。

这种方法的缺点是,对于  $n$  个同时辐射波束中的每一个都必须有单独的接收机和信号处理机。在必须使用副瓣对消以降低干扰影响的军用雷达中,对每一个波束需要单独的一组副瓣对消器。当存在大量的同时波束时,雷达的成本会显著地增加。

即使多个邻近波束形成了,人们还不能用比较在邻近波束中接收的幅度进行精确的俯仰角度测量。原因在于比幅测角要求从两个邻近波束观察到的目标的横截面积应是相同的。在频率扫描天线中,邻近波束是在不同的频率上的。如果目标的雷达截面是频率的敏感函数,由于雷达截面的变化,接收的回波信号的幅度会有变化,当用比较相邻波束中的幅度测量角度时会导致误差。

**多频率扫描(或者称多模式)** 在迄今为止描述的频率扫描雷达中,每个俯仰波束对应着一个固定的频率。对于军用雷达这是不好的,因为敌方的截获接收机可测量频率以提供雷达波束的俯仰角度。在某些类型频率扫描雷达中有效的敌方干扰可以用在一个窄的频率(角度)范围内集中干扰的功率来实现,而不是强制干扰机覆盖雷达发射机的整个频率范围。进而,在频率和俯仰角度之间的固定关系不允许目标在两个或更多的频率上被观察到,不然,为了改善目标的检测性能,就需去解目标截面积与频率间的相关性问题了。

如果天线和雷达的其余部分有足够宽的带宽,频率扫描阵列在同一个俯仰角[图 9.28(c)]辐射多于一个频率是可能的<sup>[64]</sup>。这可以从式(9.37b)看到。在这个方程中的因子  $m$  是整数。随着频率增加,波束将从端射方向(在输入的方向)扫过侧射,一直到另一个(指向串馈阵列的终端的)端射方向。当频率进一步增加时,另一个波束将最终形成,它对应于较高的  $m$  值,对应于一个  $m$  值的频率范围有时叫作一个扫描带。

如果式(9.40)的栅瓣关系满足,在同一时间仅仅辐射一个波束。可以证明,当频率是  $f_1$  时,如果一个阵列在对应于式(9.37b)中的  $m_1$  值的特定角度辐射,然后对于  $m$  的其他值譬如  $m_2$ ,当频率是  $f_2 = (m_2/m_1)f_1$  时,一个波束将在同样的角度被辐射。例如,考虑一个具有间距  $d = 0.6\lambda_0$  和  $l/d = 15$  的阵列,它对应于  $m_1 = l/\lambda_0 = 9$ 。由式(9.37b),随着频率从  $0.968f_0$  变化到  $1.035f_0$ ,阵列将扫描区域  $\pm 30^\circ$ 。式中  $f_0$  是对应波束在侧射位置( $\theta = 0$ )的频率。随着频率进一步增加,对应的  $m_2 = 10$ ,当频率从  $1.075f_0$  变化到  $1.149f_0$  时,天线将扫描同样的角度区域。对于  $m_3 = 11$ ,对应的频率范围是  $1.183f_0 \sim 1.264f_0$ 。对应于不同  $m$  值的波束与前面讨论的栅瓣相关。

除了允许更好的目标检测和更好的电子反对抗措施外,相近的频扫天线应在不同的频带工作,有助于降低相互的干扰。

**脉冲内扫描** 在以上讨论的频率扫描系统中,在移到下一个角分辨单元之前,天线波束驻留在每一个角度分辨单元(波束宽度)上应用一个或者更多脉冲重复间隔时间。用于频率扫描阵列的另一种方法是辐射一个单一的调频脉冲,它覆盖一个频率范围宽到足够使波束扫描整个俯仰覆盖,如图 9.28(d)所示。在每一个脉冲期间,天线波束快速地扫描通过所有的俯仰角度。有时候这叫作在脉冲内扫描。发射波形类似于线性 FM(调频)脉冲压缩雷达,但是它服务于不同的用途。从目标反射的回波信号的频率将是它的俯仰角度的函数。接收机使用一个滤波器组,每一个调节到不同的载波频率,载波频率又取决于目标的俯仰角度,如图 9.28(e)所示。滤波器的数目取决于天线的波束宽度和总的角度覆盖。每个滤波器的带宽  $\Delta f_B$  由天线扫描一个波束宽度要求的频率变化决定,它是

$$\Delta f_B = \frac{df}{d\theta_0} \theta_B \approx \frac{df}{d\theta_0} \frac{\lambda}{D} \quad (9.41)$$

式中,  $\theta =$  波束宽度  $= \lambda/D$ ,  $D =$  孔径尺寸。重新整理式(9.38), 微分并代入上式得

$$\Delta f_B = \frac{f}{f_0} \frac{\cos \theta_0}{f_0 (l/d) (D/c)} = \frac{f \cos \theta_0}{f_0 t_D} \quad (9.42)$$

式中,  $t_D$  是信号传播通过长度  $(l/d)D$  的传输线的时间。这样在侧射附近( $\theta_0 = 0$ ), 接收的信号具有带宽  $\Delta f_B \approx 1/t_D$ , 在这个带宽上信号是线性频率调制的。这个带宽可以用来达到在接收时的一个适度的脉冲压缩。通常, 脉冲压缩不能和频率扫描一起使用, 但是可以和脉冲内频率扫描一起使用, 脉冲压缩处理可以减少脉冲到一个宽度不小于信号从阵列的一端传播到另一端所花的时间。这个问题的另一个考虑方法是扫描天线有限的波束宽度导致目标被用变化的频率照射, 后者可以在接收时被压缩。

**背靠背 2D/3D 天线** 一个 3D 频率扫描雷达具有获得俯仰角度(目标高度)测量的优点。一个 2D 雷达不能获得俯仰角度, 但是因为它有较长的时间驻留在目标上并且接收的脉冲比 3D 雷达多, 因此它具有更好的 MTI(动目标显示)处理。在军用雷达中, 2D 雷达可以利用 3D 频率扫描发射机的宽频率范围, 以较大的频率选择的灵活性运行, 以便减少电子干扰的效力。2D 和 3D 两者的优点可以使用 2D(扇形波束)天线背靠一个 3D 天线(扫描的笔形波束)在同一个天线转台上获得。捷变频发射机可以在两个天线之间切换, 获得想要的性能类型。可以用单独的发射机于每一个天线, 以便达到同时而不是分时运行两个天线。

**相位-频率平面阵列** 过去频率扫描被使用在角度坐标中的一个角度坐标上获得波束扫描, 而用移相器在另一个正交的角坐标上得到波束扫描。与在两个角度坐标使用移相器控制的相位-相位阵列对照, 这叫作相位-频率平面阵列。在  $N \times N$  平面阵列中, 一个相位-频率阵列除了固定的频率扫描传输线之外, 仅仅需要  $N$  个移相器, 而相位-相位阵列需要  $N^2$  个移相器。相位-频率阵列可以认为由若干频率扫描阵列并排放置。相位-频率阵列曾经使用在早期的相控阵, 那时移相器可以说是原始的。随着移相器技术的改进, 全移相器阵列变得更为普及了。

**频率扫描反射面天线**<sup>[65,66]</sup> 与上述形式比较, 一种完全不同形式的频率扫描天线是使用频率敏感栅网作为反射面。熟悉光学的人可能回忆起绕射光栅, 它作为光学设备已有重要的历史。光学绕射光栅用在光学表面(例如磨光的金属镜面)划有许多间隔接近的平行凹槽得到的平面或者曲面, 入射到光栅上的波束的反射角依赖于频率。在微波频率, 按周期排列蚀刻在介质基片表面上的细导电单元陈列, 也可获得类似性能。当波束入射在这样一个表面上时, 反射的角度将取决于入射波束的频率, 如图 9.29 所示。蚀刻有周期阵列的介质基片可被设计成能将大部分入射的能量转换到由它的频率决定的绕射方向, 而不是由 Snell 定律给出的镜面反射。反射表面的形状不是反射面天线常用的抛物面, 而是由光栅的性能和抑制其由 Snell 定律给出的反射波的需要决定的。如图 9.29 所示, 馈源偏离反射器表面的法线以实现频率扫描的性能。在一个实验的演示中, 频率的 10% 变化导致波束扫描  $10^\circ$ 。在由 Snell 定律(等于入射角)给出的角度方向反射的功率被抑制到大约低于频率扫描波束功率 20dB。

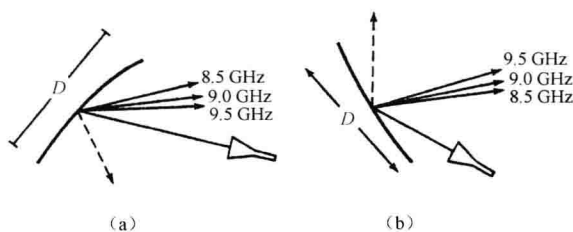


图 9.29 使用绕射光栅的频率扫描反射器天线的几何图。在(a)中馈源是安置在镜面反射的波束和绕射的波束之间;在(b)中镜面和绕射的波束是由馈源的同一边反射的(取自 Johansson 等<sup>[65]</sup>,1989 IEEE 版权)

### 在两个坐标中的频率扫描

原则上,由一条高色散的线源馈电的低色散阵列在两个角度坐标(电视光栅型扫描)中可以实现频率扫描。据说,使用 30% 的频率变化可以扫描一个  $90^\circ \times 20^\circ$  的扇区<sup>[67]</sup>。可是,二坐标频率扫描几乎从未使用过,因为它要求运行非常大的可调工作频率范围,且它导致非常窄的信号带宽。

### 频率扫描传输线

一种流行的用于串联馈电频率扫描阵列的传输线形式,就是表示在图 9.30 中左边的蛇形馈线。它也被通称为 serpentine(蛇形的)或 sinuous(弯曲迂回的)馈线。缠成螺旋形的波导也曾被使用,尤其是作为抛物柱面反射器的线形馈源。

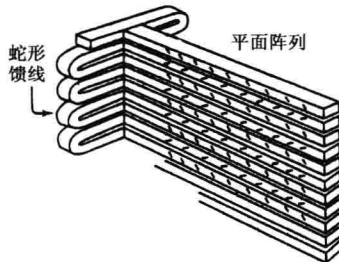


图 9.30 频率扫描阵列的略图,表示在左边的是折叠波导延迟线(蛇形馈线),它给一组具有在它们的窄壁切割的辐射缝隙的波导馈电

## 9.8 相控阵的辐射器

### 辐射器的类型

许多不同类型的辐射单元(天线)已经用在相控阵雷达中,但是最流行的是各种类型的偶极子、在波导壁上切割的缝隙、切口辐射器、以及开口波导,如图 9.31<sup>[68,69]</sup>所示。当辐射元放置在相控阵的中间与它们完全单独地放在自由空间时,其辐射单元的方向图是不同的<sup>[70]</sup>。辐射阻抗(它是说明辐射功率的)也会变化,例如,在自由空间的偶极子的辐射阻抗是  $73\Omega$ ;当波束指向侧射时,在具有半波长单元间隔和一个分开  $1/4$  波长距离背屏的无限的阵列中是  $153\Omega$ <sup>[71]</sup>。这些变化来自于邻近单元的互耦的影响。进而,在阵列中的辐射器的阻抗和天线方向图会随扫描角度改变。

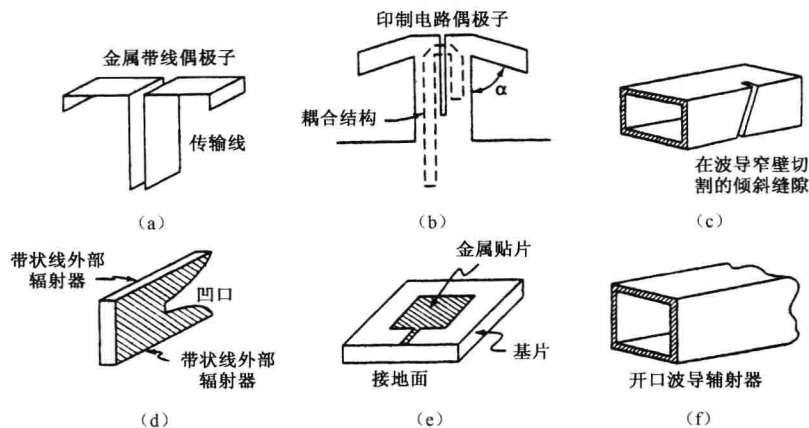


图 9.31 相控阵天线的单个辐射单元的略图。(a)带有传输线的金属带线偶极子;(b)表示有耦合结构(虚线)的印制电路偶极子(实线);(c)在波导窄壁切割的缝隙,倾斜决定从缝隙耦合的能量的数量;(d)在带线中的缺口辐射器,辐射是朝这个图的右边的;(e)矩形贴片辐射器;(f)开口波导辐射器

阵列天线尺寸是有限的,所以单个辐射器的性能将取决于它放置在阵列中的位置。位于边缘或者在边缘附近的单元所受的环境影响,不同于在阵列中心附近的单元。当试图用试验决定辐射器(单元)当它放置在一个大阵列(在前面构建的整个阵列)中的性能如何时,将单元放置在一个由同样的单元构成的  $n \times n$  阵列的中心即可。据说<sup>[72]</sup>,当利用在地平面之上的偶极子时,一个在  $7 \times 7$  试验阵列中间的单元可以认为是在大阵中的典型单元。就一个开口波导阵列而言,试验阵列应该是  $9 \times 9$ 。有时候试验阵列甚至可能大到  $11 \times 11$ 。

众所周知的偶极子辐射器是广泛使用的天线,它可描述成“T”形。它由两个共线的金属棒、管子、或者由排成一行的带线组成,且在它的中心由一个双线传输线馈电。图 9.31(a)是由金属带线做成的偶极子的略图。图 9.31(b)画出一个印制电路偶极子<sup>[73]</sup>。通常,偶极子尺寸是半波长。偶极子更适用于较低的而不是较高的雷达频率。除了常规的偶极子之外,偶极子可以把它的臂向后弯曲(像一个箭头)以便得到较宽角度的覆盖。粗的偶极子可以减小单元之间的互耦和提供较宽的带宽。十字偶极子(两个偶极子互相正交)可以提供双正交线极化或者圆极化。印制电路偶极子制造是简单的,特别是在较高的频率<sup>[73]</sup>。带有引向器的偶极子(在它前面有一个无源的棒)可以用来减小互耦。偶极子可与反射的接地屏或者它的等效物一起使用以限制辐射,使之朝前面方向。在偶极子和反射屏之间的距离可以在  $1/4$  波长附近。与自由空间的偶极子比较,反射接地屏进一步改变了它的辐射性能。

在波导壁上切割的缝隙,如图 9.31(c)所示,在许多方面类似于偶极子。切割有缝隙的波导是用作阵列的低损耗线形馈源。在较高的微波频率,通常缝隙是较偶极子容易制造的,并且能用数字控制的铣床精确地制造。在波导窄壁上的边缘缝隙通常是胜过在宽壁上的缝隙而首选的,因为波导“棍”(它们有时候被这样称呼)可以堆叠得足够靠近以避免在正交平面中的栅瓣。波导缝隙阵列适合于在一个角度坐标扫描,这就是为什么它在 3D 雷达中是流行的。用窄壁缝隙从波导中耦合出来的功率是切割缝隙角度的函数。当窄壁缝隙垂直于波导的边缘



时,就没有功率被耦合出来(图 9.30)。离开垂线的倾斜越大,耦合就越大。这样在具有台坡孔径照射(像在平台上的余弦)的相控阵中,接近中心的缝隙辐射器的倾斜大于接近阵列外端辐射器的倾斜。当半波间隔的缝隙是用沿着波导传播的能量以串联的形式馈电时,在波导内的场从一个单元到另一个单元相位改变  $180^\circ$ 。每隔一个缝隙的相位应该反转,以使辐射的能量同相位。这种相位反转可用交替变化邻近辐射单元的倾斜来完成。在串联馈电偶极子阵列中,相位是用每隔一个偶极子旋转  $180^\circ$  来反转的。

**槽口展开天线**<sup>[75]</sup> 图 9.31(d)示出在带线中向外展开的缺口天线。这些可以想像为从偶极子开始,倾斜它的两个臂变成 V 字形,然后把 V 字形双臂弯曲并平滑到通常是突然转折的输入点。这样的天线可以具有从  $2:1 \sim 6:1$  的带宽<sup>[74]</sup>。

**贴片天线**<sup>[75]</sup> 由粘合在接地的介质基片上的薄的金属膜组成,如图 9.31(e)所示。它的形状通常是矩形或者圆形,并且它可以用微带激励。它具有低轮廓,重量轻的优点,并且制造容易和经济,机械上结实并且容易与固态模块一起使用。可是,贴片天线通常不像其他辐射单元那样的宽带。

**开口波导** 图 9.31(f),是放置移相器的波导段的延长部分。它的性能可以计算或者在一个简单的相控阵波导模拟器中测量<sup>[76]</sup>。波导可用介质加载,以减小它的物理尺寸,以便把单元装进可利用的空间。如果不要宽角扫描,开口波导可以展开形成具有较大方向性的喇叭辐射器。一个开口波导阵列可能用一个薄的介质覆盖,以使阵列更好地与自由空间匹配,同样也起到天线罩的作用,保护阵列免受天气影响。可是,覆盖阵面的介质片会导致耦合作用,它会修改预期的天线性能<sup>[77]</sup>。

相控阵中使用过的其他辐射器还有介质天线、八木、对数周期天线、螺旋和平面螺旋。几乎任意类型的辐射器都可考虑应用在相控阵中,但是偶极子或者它的等效物可能是最流行的。

### 互耦

在本章使用的相控阵分析,如同在许多其他天线的书本和出版物中一样,都是基于 9.5 节中使用的相对简单的模型。它将各个天线单元的辐射,只考虑它们的相对幅度和相位在空间简单的进行合成,而并不引用 Maxwell 方程组,这就是为什么不应该好奇简单的理论对于预言实际的相控阵的性能是不够的,尤其是,简单的理论不能说明辐射单元间的相互作用。某个单元上的电流取决于许多其他相邻单元的电流幅度和相位,以及由天线馈电网络施加的最初的电流的幅度和相位。一个单元对另一个单元的作用是用互耦这个词来表示的。当天线是从侧射扫描时,互耦会引起天线增益、天线方向图形状、单个单元方向图形状、副瓣电平以及辐射阻抗的变化。

由于邻近单元的存在互耦的一个主要影响是引起单元上阻抗的变化。当波束扫描时,需适当地进行单元匹配,匹配的目的是避免在某些扫描角出现高的电压驻波比(VSWR)。

许多经典的互耦<sup>[78~80]</sup>理论基于将天线建模为一个无限阵列,从而阵列中的所有单元可认为是在同样的环境。这是一个被广泛使用的用于预测相控阵天线性能模型,即使无限阵列是不现实的,并且有时它会导致的结果有问题。在大部分实际的阵列中,一大部分单元可以认为是边缘单元,或者是接近边缘的单元。例如,前面提到过:单元必须放置在  $9 \times 9$  或者  $11 \times 11$  阵列中心,以精确地决定邻近单元对它的性能的影响。在半波间隔情况下这意味着在  $2 \frac{1}{2}$  波长之内(如果  $11 \times 11$  阵列代表一个无限阵列)的所有辐射单元之间将出现显著的耦合。在



一个  $60 \times 60$  单元的方阵中,大约 30% 是边缘单元。对于这样一个大部分是边缘单元的阵列,在使用无限阵理论的结果时人们应该特别小心。

施加到一个辐射单元的能量可以出现在主波束、副瓣或者回到发射机。无限阵列理论通常假设随着天线扫描离开侧射,由于辐射单元增益(单元因子)的减小而出现的辐射功率的减小,使能量返回到发射机而不是辐射到空间其他地方。返回到发射机的能量导致在每个单元上的 VSWR 增加。因此,当波束被扫描到单元因子的零点时,某些理论家假设所有的功率都返回发射机,这可能是一种灾难。这个位置被叫作盲区<sup>[81]</sup>或者波束消失<sup>[82]</sup>。这就是被某些天线理论家公认的概念,但是这儿留下了没有回答的关于它对实际天线适用的问题。当波束被扫描到单元因子的零点时,主波束便会受到扭曲甚至消失,人们可以辩解:会不会如果不是所有的,也是大部分主波束的能量辐射到空间其他方向了(产生一个神秘的辐射方向图),而不是返回发射机。

实验证明,当波束扫描时,在相控阵的许多单元中的某些单元上 VSWR 已被观察到增加了,但是似乎很少有实验证据表明:当波束扫描到单元因子零点的方向时,所有或者大部分发射机的功率是从阵列返回的。人们可能怀疑基于无限阵列模型的理论,该理论断言在某些波束指向角度所有的功率都返回到源。如果功率没有返回发射机,断言它是辐射到空间似乎还有道理的,这时人们不应该期望会出现一个单纯的主瓣或低副瓣波束。在一个试验测量的例子中,当波束扫描后功率被发现辐射进了空间而不是返回发射机,这在下面描述。

#### 在阵列中的前向波干涉

在离开互耦的主题之前,从 20 世纪 60 年代的早期就被提到的一个试验测量,说明了进一步理解这个主题仍然是需要的。Donald King 和 Harty Peters<sup>[83]</sup>报道了利用相对高增益间隔靠近的介质天线单元的小相控阵的测量。在美国,在相控阵中很少使用介质天线,但是他们说明了互耦的效应包括前向行波,还有绕射效应和遮挡。曾做了具有长  $6\lambda$ 、间隔  $3/4$  波长的介质天线辐射器的五单元阵列测量。对于这样高增益的端射天线是相当靠近的单元间隔,所以不应该期望常规的阵列理论适用。单个  $6\lambda$  介质天线在自由空间的 E 平面方向图示在图 9.32(a)中。它的增益是 15.7dB。当其他四个单元用匹配负载端接时,五单元阵列的中心单元的方向图在图 9.32(b)中。可以见到在阵列中的方向图与在自由空间中的完全不同。它展宽了并且形状变得更矩形了。

末端单元中的方向图没有给出,但是它可能不同并且可能在角度上不对称。图 9.32(c)和图 9.32(d)分别给出了从  $15^\circ$  扫描到  $37.5^\circ$  的波束。作为扫描角函数的 VSWR 在图 9.32(e)中给出了(VSWR 或者电压驻波比是度量有多大的信号被天线单元反射回发射机的)。当单元间距是  $1.5\lambda$  时得到类似的结果。

从这些测量可以观察到若干有趣的现象。随着波束扫描离开侧射 VSWR 没有增加,不像简单理论所期望的,与当阵列的波束扫描离开侧射时通常人们相信会发生的相反,VSWR 实际上减小。当天线扫描到  $37.5^\circ$  时,VSWR 没有显著的变化。在这个宽的扫描角度,天线的辐射方向图相当程度的恶化并且没有了主瓣(主瓣“消失了”),但是与在互耦的研究中通常的假设相反,这时仍然有能量在空间的其他方向辐射,而不是返回发射机。于是,可以有严重的互耦影响辐射方向图的属性而没有能量反射返回增加 VSWR。端射单元例如介质天线、八木、对数周期、以及轴向螺旋的阵列可能存在类似的属于前向波干涉、遮挡以及绕射的影响,而不仅仅是天线单元端口才呈现的互耦影响,可以预期,其中的某些影响也会出现在偶极子阵列中。

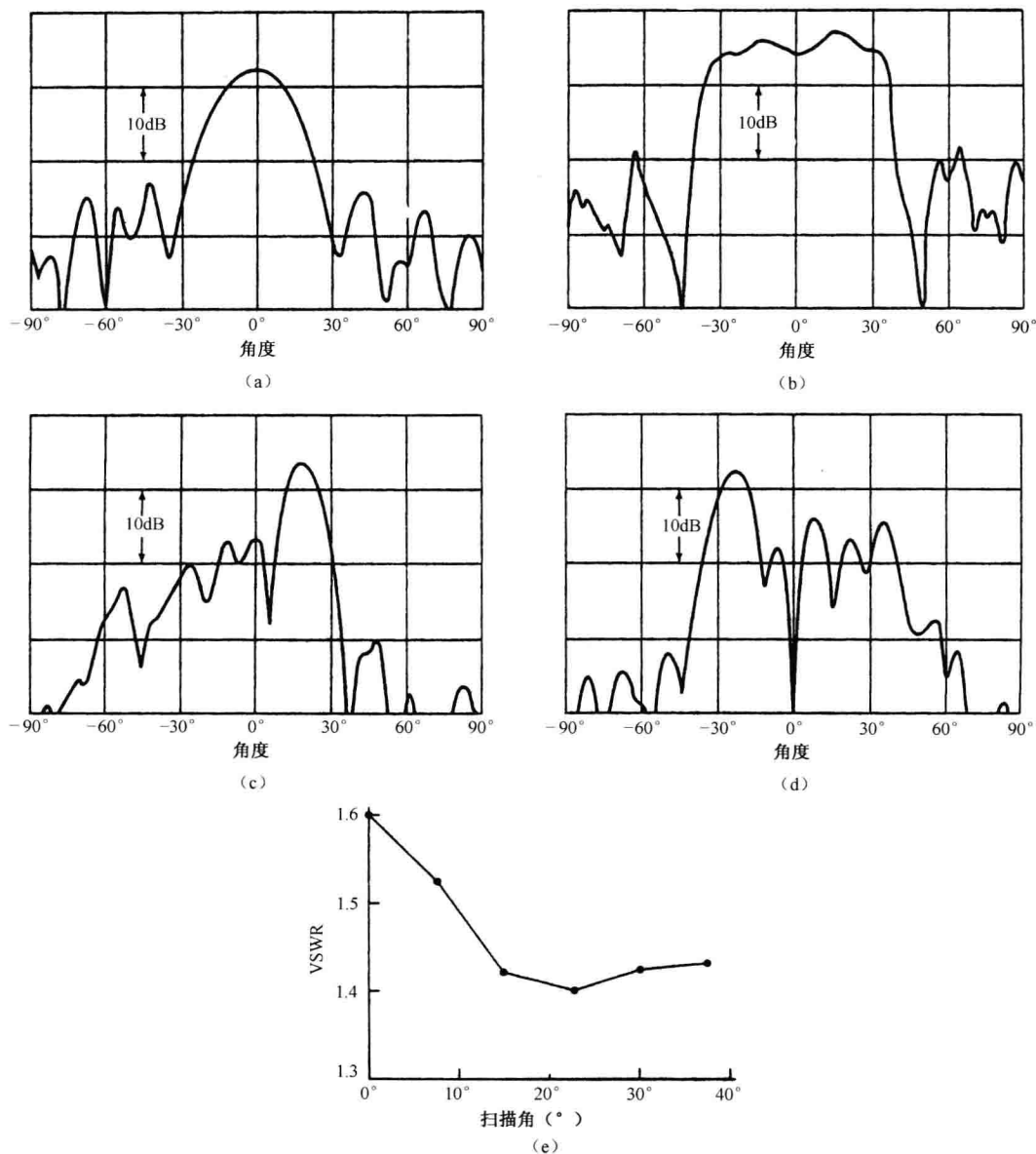


图 9.32 在具有介质天线单元每个长 6 个波长间隔  $3/4$  波长的五单元阵列中的前向波互耦的举例。(a) 单个孤立的介质天线单元测量的 E 平面辐射方向图; (b) 其他四个单元中的每一个都用匹配负载端接, 中心单元测量的 E 平面辐射方向图; (c) 波束扫描到  $15^\circ$  的方向图; (d) 波束扫描到  $37.5^\circ$  的方向图 (主波束在它的扫描角  $37.5^\circ$  看不到, 只是“消失了”); (e) 作为扫描角函数的中心单元馈线的 VSWR。注意即使对于扫描角  $37.5^\circ$  在 VSWR 中也没有显著变化 (取自 King 和 Peters<sup>[83]</sup>, 经 Microwave J 允许)

间隔靠近的端射单元已经使用在雷达天线中,但是并不常用。提及这事的原因是它证明了在接近阵列区域的外部所发生的,以及单元的相互作用对辐射孔径的影响,对理解在阵列中正在发生的事可能是重要的,就像更熟悉的背向耦合影响天线的电路阻抗即天线的 VSWR 一样重要。发生在天线前面事物的重要性的证据是介质板或者在阵列前面周期性的隔板结构,甚至是一个开口波导阵列,所有这些都会引起横过阵列传播的表面波且迭加到互耦效应上。

### 互耦和雷达系统工程师

对于有限的(实际的)相控阵,现有的互耦理论分析似乎并不完全,因为它们没有充分地考虑在单元中前向波的耦合。虽然有这个不足,仍有足够的理论基础允许相控阵天线工程师动手处理实际系统的设计。与许多天线设计问题共同的是,虽然现有的理论有不足之处,在对待现实世界设计时,天线工程师的试验技巧和独创性使得相控阵雷达得以成功建成。

## 9.9 用于相控阵的结构

术语“结构”常常用在相控阵雷达的讨论中,但是它还没有正式定义,并且似乎还没有人们都接受的它应包括那些内容的协议。在此使用该术语,其内容包括配置或构成相控阵雷达的各种方法。

任何实际的相控阵系统结构的非常重要的部分,是把来自发射机的功率有效地分开并且分配到辐射单元,以及相应的合成单元上接收的信号,且把它们提供给接收机和信号处理机。执行这种功能的构造叫作阵列馈电。用于这个目的两个主要的方法是强制馈电(一个传输线或者功率分配器网络)和空间馈电阵列(反射器或透镜馈电),强制馈电又叫组合馈电。类似地多波束形成阵列、有源口径阵列以及数字波束形成等阵列的馈电方法还要另行研究。阵列馈电应该不引入显著的损耗,它们的重量和尺寸也不应该过大。因为阵列馈电并不总是更“吸引人”的或者是阵列的显著部分,因此常常看不到它所引入的任何损耗都等价于天线功率增益的损耗,并且该用增加发射机功率或者其他的通常是不受欢迎的方法补偿。

### 强制馈电

一个一维线阵列并联馈电的强制馈电的简单举例示在图 9.16 中。强制馈电基本上是一个  $1 \times N$  功率分配器,其中  $N$  = 在阵列中总的单元数。图 9.33 是对于一个二维阵列强制馈电的举例。这个特殊的举例是一个并联馈电和若干个串联馈电的组合。在一维中,示出的是并联馈电而在另一维中示出的是串联馈电。每个单元都有它自己的移相器。为了在二维中扫描波束,要求的相移可用波束控制计算机对每个单元确定,然后分配到每个移相器。另一种方法是小的计算机芯片被放置在每个单元上,对于指定的单元,根据告知它的波束被扫描到的方位和俯仰角度,计算其所需的相位。馈电由可以承受高功率具有低损耗并且能用极好的精度构造的波导或者同轴传输线组成。从另一方面讲,它们可能是体积大的和昂贵的。在较高的微波频率(L 波段及以上),有时候也使用带线,它正好可以用计算机辅助制造技术精密制造。

功率分配到图 9.33 二维阵列上用单个并联馈电示出。在每一列中功率是用串联馈电分配到垂直单元的。这叫作并-串馈电。如果在列中是用并联馈电的,那么它就是并联-并联馈电。还有串联-串联馈电。有时候串联馈电可能是比较容易实现的,特别是在有源孔径阵列中,其中发射机和接收机是放置在馈线和辐射器之间的;但是它们具有比并联馈电窄的带宽。

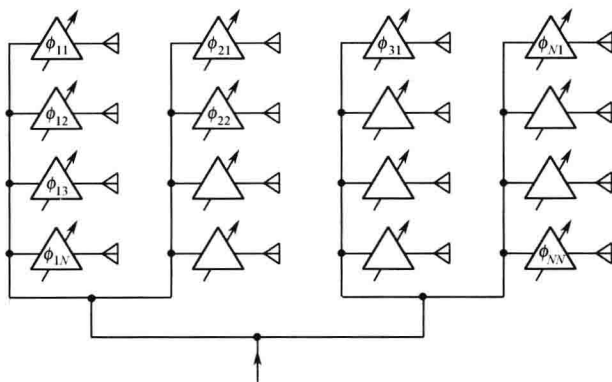


图 9.33 两个角度坐标扫描的平面阵列

在强制馈电中的损耗是由在传输线中的衰减和连接点的反射引起的。Mailoux<sup>[84]</sup>声称，从天线单元到阵列的输入端传输线的总长  $l$  至少是

$$l = (N^{1/2} - 1)d \quad (9.43a)$$

这个表达式适用于一个具有总单元数为  $N$  和单元间隔为  $d$  的正方形阵列（总长  $l$  可能比这个方程给出的长，取决于特殊的结构）。在天线单元和输入端之间的线越长，传输线衰减的损耗就越大。Mailoux 还声称，与每一个单元串联的功率分配器（它也引入损耗）的总数是

$$\text{功率分配器的总数} = \log_2 N = 3.32 \lg N \quad (9.43b)$$

当在并联馈电中的功率分配器是四端口混合接头或者等价的分配器时，馈电是匹配的。理论上在匹配馈电中没有因内部反射产生的假信号。使用四端口混合接头并不总是方便或实际的。为了经济的原因，有时候四端口混合接头常常被三端口 T 形接头替代以提供功率分配。在理论上这样一个网络是不能完全匹配的，并且会出现内部的反射，它会呈现辐射方向图的杂散副瓣。

**砖块和瓦片式组合** 应该简单地提到两种类型阵列结构，其一叫作砖块式，另一种叫作瓦片式。将不作充分详细地论述以便于完全地理解，但是进一步的信息在文献<sup>[85,86]</sup>中是可得到的。这些术语涉及阵列构造成相对较大的部分，以便于容易组装的方式。它们通常用组合馈电。阵列常常是分组成行、列，或者区域的子阵，对每个子阵分别馈电。在砖块式构造中，阵列是与垂直于阵列面安装的装在板上的电路一起组装的。在瓦片式构造中，它也被叫作单片阵列构造，阵列是和平行于阵列正面的一层或者多层一起组装的。阵列正面包含辐射单元和半导体有源子阵。移相器驱动器可以安装在正好在辐射面下面的一层，以及具有 RF 功率分配器的另一层安装在再下面一层。砖块层构造利用比瓦片式构造较大的深度，所以它允许更大的电路空间、更好的散热、以及更方便的维护。它也与偶极子和展开缺口辐射器兼容，它们比瓦片式构造的微带贴片辐射器具有较大的带宽。瓦片式构造具有薄的优点，所以它可以做成与飞机或导弹表面共形。它可以折叠和收藏便于在空间展开，并且它可以与机器人或者其他的制造自动工具兼容。通常，砖块式和瓦片式结构在较高的频率（X 频段及以上）要比在较低的频率更令人感兴趣。

**单脉冲波束** 在强制馈电相控阵中，当需要多波束用于单脉冲角度测量时，每个接收单元的输出可以分成三个单独的输出，它们各自连接到单独的波束形成网络。一个输出用于一个

波束形成网络以提供和波束,而其他两个输出用于两个单独波束形成器以产生两个角度波束。两个角度波束可以具有与和波束不同的孔径照射(加权),产生想要得到的具有低副瓣和好的误差信号斜率的差方向图。

### 空间馈电

空间馈电类似于反射面天线的馈电,享有反射面馈电相对简单的优点和特性。有两种类型空间馈电,它取决于阵列是类似于透镜还是反射面。

**透镜阵列** 虽然透镜阵列在本讨论中首先考虑,但关于它的大部分内容对于反射阵列也适用。透镜阵列几乎总是二维的。初级馈源可以是一个单一的喇叭、一组喇叭,或者是单脉冲喇叭簇(空间馈电阵列是当作一个发射天线描述的,但是可以对接收天线给出类似的描述)。天线单元阵列收集馈源辐射的能量,并且使它通过提供相位校正的移相器后将球面波转换成平面波。移相器也加上扫描平面波到离开侧射的某些角度的所需的相位。于是,在透镜阵列相反一边的天线单元就辐射波束进入空间。照射空间馈电阵列的馈源提供自然的幅度台坡,以产生比均匀照射要较低的副瓣。馈源可能偏轴放置以避免从透镜反射面来的能量返回馈源产生大 VSWR 的反射。

**反射阵列** 具有偏置馈源的空间馈电反射阵列如图 9.34(b)所示。从馈源进入天线单元的能量通过移相器后被反射,并且返回穿过移相器形成平面波在期望的方向辐射。因为能量通过每个移相器两次,移相器仅仅需要透镜阵列或者常规阵列一半的相移量。因此,移相器必须是互易的。这可能是个局限,因为某些用在相控阵中的具有极好性能的铁氧体移相器是非互易的,因此不能使用在反射阵列中。

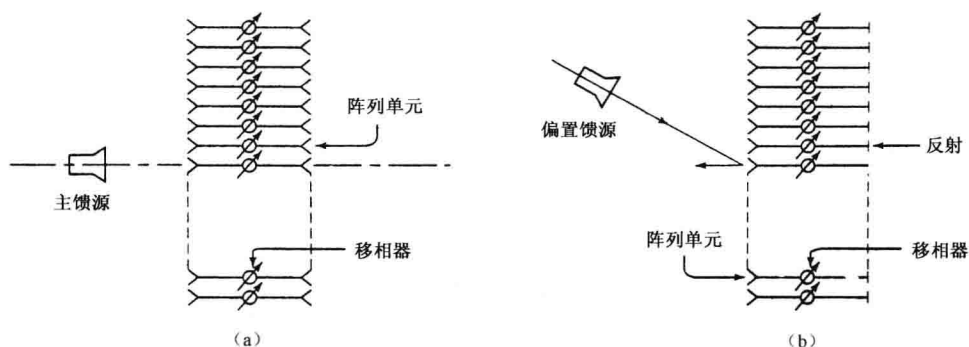


图 9.34 空间馈电阵列。(a)透镜阵列;(b)反射阵列

**比较** 从空间馈电阵列的溢出辐射在远离侧射的角度,比用强制馈电会得到较高的副瓣,除非采用某些方法将溢出减到最小。在透镜前和后的两套天线单元都要求匹配。这就增加了阵列的匹配问题并且会导致较低的天线效率。可是,对于产生一簇例如用于单脉冲跟踪的空间馈电阵列是相对简单的,只要使用类似于采用反射器天线的单脉冲角度跟踪所使用的多个馈电喇叭即可。与强制馈电比较,空间馈电阵列具有低损耗的优点。

透镜阵列允许比反射阵列在设计馈源组件上有较大的自由度,因为没有孔径遮挡。然而在反射阵列的背面存在的后表面上,不仅仅允许比透镜阵列更好的机械支撑和散热,而且它还更容易提供移相器需要的控制信号。空间馈电阵列通常要比常规阵列便宜,因为省略了传输

馈电网络。具有单一发射机和接收机的空间馈电阵列通常比有源孔径阵列(稍后要描述)便宜,后者的发射机(以及接收机)是分布在孔径上的。

空间馈电阵列可能比用强制馈电阵列或有源孔径阵列便宜,但是它可能不具有足够好地控制孔径照射以获得超低副瓣的能力;且没有常规阵列发射机可以放置在阵列的每个单元上的有源阵列所具有的大功率。

**平行板馈源** 折叠盒天线、平行板喇叭或者其他类似的微波器件都可用来提供对天线单元的功率分配。这些叫作电抗性馈电系统。它们基本上与线阵一起使用,并且可以认为是空间馈电阵列的另一种形式,但是仅用于一维。必须把它们堆叠起来给平面阵列馈电,而这样就成了一个很重的馈电系统。

关于给相控阵馈电的许多方法的更多的信息可在 Patton<sup>[87]</sup>中找到。

### 子阵

有时候把阵列分成子阵是方便的。子阵可以简化阵列的加工和装配,提供较宽的信号带宽,并且允许使用多个发射机以得到较大的功率。每个子阵可以有它自己的发射机和接收机,但不是必须这样做才能利用子阵。可以对每个子阵中对应位置上的天线单元,给以同样的相位控制命令,从而简化波束控制单元(它产生波束控制命令)。

因为子阵的离散特性,在孔径上的相位分布具有阶梯。在每个子孔径上具有一个台阶<sup>[88]</sup>,这会导致所谓的量化瓣。这样的瓣可以用搭接子孔径或者在子孔径上插入一个小的随机相位来减小<sup>[89]</sup>。在过去,子阵术语有时也曾用于强制馈电的网络系统,以产生用于单脉冲测角的和与差方向图。

借助在每个子阵<sup>[91]</sup>上使用一个可变延时元件,子阵可以实现宽的信号带宽<sup>[91]</sup>。虽然时间延迟元件允许宽带运行,但是它们对使用到大相控阵的每个辐射单元还不具备经济上的可行性。一个折中的方法是在每个子阵使用它们。

原先的美国海军用于舰艇防空的神盾(AN/SPY-1)相控阵雷达系统使用了不同尺寸的 32 个发射和 68 个接收子阵<sup>[92]</sup>。32 个发射子阵中的每一个都具有它自己的 CFA(交叉场放大器)功率放大器。

### 三角形单元布置<sup>[93,94]</sup>

在大部分情况下,已经假设相控阵的辐射单元是安排成正方形栅格的。可是,当间隔以避免栅瓣来确定时,三角形而不是正方形单元排列允许节省在阵列中需要的单元总数(当单元间隔太大时,可与主波束相比较的另一波束会出现在辐射方向图中)。单元数的减少取决于主波束扫描的立体角。例如,波束在用半角  $45^\circ$  定义的一个圆锥内任意扫描时,用等边三角形布置要求的单元数目小于用正方形布置的 13.4%。(在这个场合等边三角形的高度等于正方形单元间距。)覆盖的角度区域越小,保留的单元数也就越小。由于数字移相器<sup>[95]</sup>的相位量化,三角形布置在某些方向很有可能产生较高的副瓣。可是,对于大多数应用,这些量化瓣并不显著地限制系统性能。

### 有源孔径相控阵

有若干不同的方法构成相控阵雷达系统。一种传统的方法是在每个天线单元上使用高功率移相器,对整个雷达用单一的高功率发射机和单一的接收机。与通称为有源孔径或有源阵列对照,有时候这叫作无源孔径,或者叫作无源阵列。如图 9.35(a)和图 9.35(b)所示。有源孔径在每个天线单元上都有发射机(低或中等功率)。在每个单元上还有单独的接收机、移相器、双工器及控制器,同样还有 RF 功率源。这样一个有源孔径相控阵意味着在每个阵列单元上都是一个微

型的雷达系统。在有源孔径阵列雷达的每个单元上的电子线路,可以高度地集成为一个组件或者用 MMIC(单片微波集成电路)制作。有源孔径模块(图 9.35(c))被称作 T/R(发射/接收)组件或者叫作收发组件。

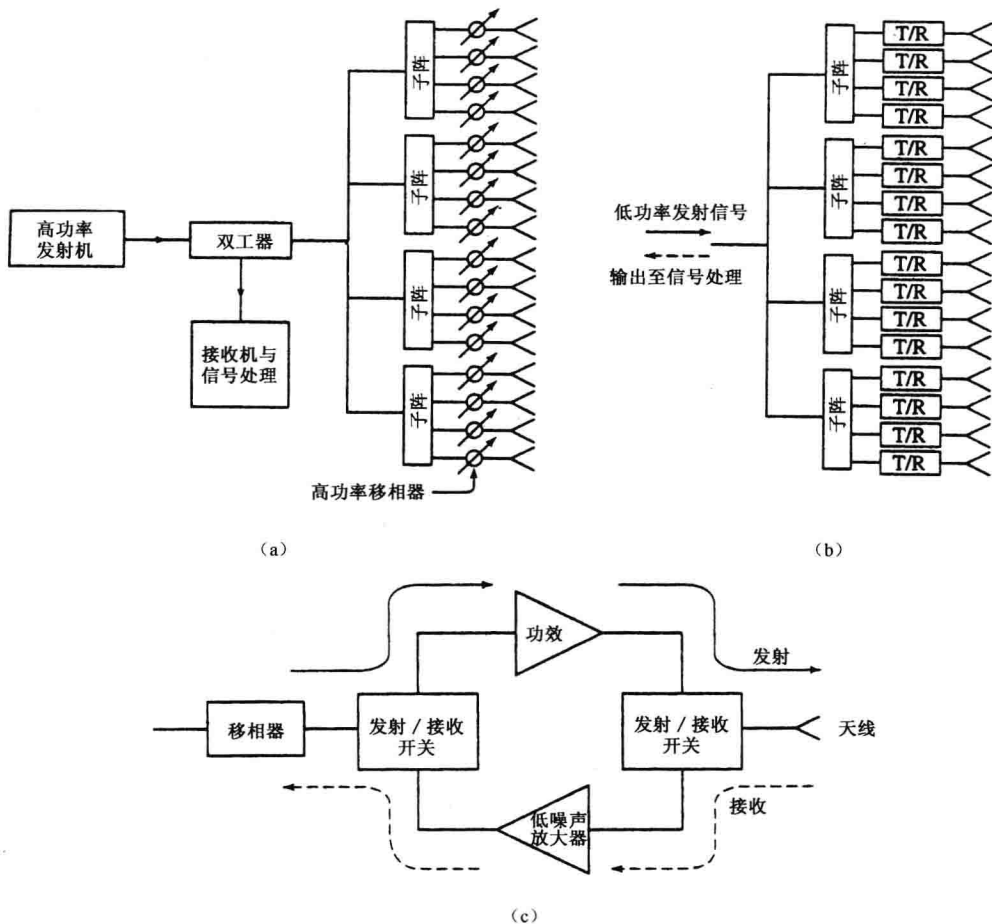


图 9.35 无源和有源孔径阵列构造的比较,二者都有子阵。(a)在左边有单个高功率发射机和在右边有功率移相器的无源孔径相控阵;(b)在每个单元上都有 T/R(发/收)组件的有源孔径阵列,有时候每个子阵在发射时可能有一个增强放大器(它接收时旁路)以及/或者延时单元,以增加信号带宽;(c)具有发射用功率放大器和接收用低噪声放大器(LNA)的 T/R 组件构造

无源孔径通常具有比有源孔径便宜的优点,但是成本不是在选择定阵列结构中使用的惟一准则。有赞成无源方法的因素也有赞成有源方法的因素,并且使用哪一个的选择取决于对于任何一种实际应用的赞成和反对的平衡。

关于这两种类型阵列的相对成本,有某些一般性评论可以被引用。曾经观察到,获得所需的总平均功率使用单一高功率发射机,比使用若干低功率源进行合成要便宜。还观察到在较高的微波频率,高功率真空管发射机比在有源孔径阵列中使用固态发射机,通常具有更高的效率。单一发射机的这些优点,可能被在有源孔径中功率是从一个个独立的低功率源在空间组合,所以在分配功率



上没有在使用强制馈电的无源孔径中的损失这一事实所抵消。如果无源阵列是空间馈电的,损失要小于阵列用强制馈电。在无源孔径中移相器必须比在有源孔径中的移相器承受更高的功率。在无源孔径中的移相器的损耗常常是大约零点几 dB,它是低的。可是,在有源孔径移相器的损耗可以远大于在无源阵列中的移相器,因为它出现在低功率电平并且可用增加放置在移相器和天线单元之间的功率放大器的增益来补偿。这样,移相器的损耗对有源孔径的性能没有什么影响。类似地在接收时,由在无源孔径中的移相器引入的损耗会恶化接收机的噪声系数。接收时有源孔径中移相器的损耗是次要的,因为移相器前面有低噪声放大器,后者决定噪声系数。

有各种可以用于有源孔径阵列组合馈电波束形成器结构,用哪一种取决于(1)幅度台坡是加在波束形成网络,还是加在 T/R 组件;(2)要求的可靠性程度(故障的平均间隔);(3)阵列是窄带还是宽带的<sup>[96]</sup>。

有人还声称<sup>[97]</sup>,有源孔径的分布式结构可以平滑由 RF 功率源引入的脉冲对脉冲的幅度和相位变化的影响,并且因此增加 MTI(动目标显示)改善因子和得到更好的在杂波中的动目标检测。因为幅度和相位变化倾向在有源孔径的许多模块中随机,起伏以噪声样的方式合成平滑了这个影响,这里假设不用单一电源给 T/R 组件供电。

有源孔径阵列结构的支持者声称它的主要特点之一是总的发射功率将小于无源孔径的(它使用强制馈电),因为避免了高功率移相器和馈电系统的损耗。如果有源孔径 T/R 组件的成本不是太大,这可能使有源孔径雷达的成本小于无源孔径的。在另一方面,无源孔径的支持者会辩解 T/R 组件的高成本,特别是在较高的微波频率(例如 X 波段),同样还有固态发射机的低效率将抵消无源孔径的较高损耗,使得有源孔径更昂贵。他们也会辩解如果使用空间馈电,成本的优势更是有利于无源孔径。

虽然人们可以就有源孔径更好还是无源孔径更好进行讨论,但选择——正像许多其他在工程中必须做出的选择一样——取决于特定的应用及施加的特定约束。没有充分理由说明那种相控阵雷达在成本效率上更有效。

#### 有源孔径相控阵雷达的举例

第一个“现代的”相控阵雷达是 1969 年<sup>[98,99]</sup>开始运行在 Eglin 空军基地,佛罗里达的 AN/FPS-85 卫星监视雷达。在某些方面,它可以说是第一部有源孔径相控阵,因在其中使用了 5184 个单独的发射机单元,每一个辐射单元一个。它运行在 UHF(中心频率在 442MHz)。因为使用两个阵列比使用双工器的一个阵列便宜,它使用了分开的接收和发射阵列。接收孔径大于发射孔径并且使用 19 500 个接收单元。接收阵列仅有 4660 个是有源的(连接接收机),其他是接负载无源的,接收单元的排列是稀疏的,在适当的副瓣电平下,用空间加权以减少所需的接收机数目。发射机使用高可靠的四极管作为末级放大级,提供在每个单元上 10kW 峰值功率输出。总的峰值辐射功率是 32MW 以及波束宽度是  $1.4^\circ$ 。这个雷达被认为是成功的。它已经被升级,但是在一个长时间内在每个发射单元,它继续使用一个真空管作为末级,因为它比改为固态便宜。这个雷达在探测、跟踪、识别,以及地球轨道目标编目中很好地完成了任务。

第一个全固态有源孔径相控阵是 AN/FPS-115,通常称为 Pave Paws(铺路爪)<sup>[100]</sup>。它工作在 UHF 并且设计用来检测朝美国发射的潜艇发射的弹道导弹。它的次要任务是进行空间监视。Pave Paws 使用 1792 个有源单元排列成直径 22.1m(72.5 英尺)的圆形孔径,加上 885 个无源的。每个 T/R 模块的峰值功率是 335W,它产生总峰值功率 600kW, Pave Paws 雷达由两个面组成,每个面平均功率 150kW,两个面在方位覆盖  $240^\circ$ 。它有 56 个子阵,每个包含

馈电给 32 个辐射单元的 32 个模块。据说,它的作用距离对于  $10\text{m}^2$  目标是 3000 nmi(海里)。在美国已有四部运行的 Pave Paws 雷达。其中之一位于 Georgia,预期能增加 10dB 能力(借使用更多的单元)并且代替 AN/FPS-85。一个较大型式的 Pave Paws 也已代替在弹道导弹早期预警系统(BMEWS)中的抛物桶反射面天线。

THAAD(战区高空区域防御)雷达,如图 9.36(a)所示,是设计用于弹道导弹防御<sup>[101]</sup>的有源孔径雷达。它也被通称为地面雷达,或者称 GBR。用于弹道导弹防御的雷达要执行目标探测、截获、跟踪、辨识(识别)、鉴别(从诱饵和箔条中鉴别再入运载工具),并且评估目标杀伤,还有和防御导弹在飞行中的通信。THAAD GBR 是有 25 344 个辐射单元(每个具有砷化镓 T/R 模块)的 X 波段雷达。为了能以宽带宽信号运行,孔径被分成 72 个子孔径,每个包含 352 个有源单元。在每个子阵有一个延时单元,允许使用宽带波形而没有失真。阵列孔径是  $9.2\text{m}^2$ (几乎是  $100\text{ft}^2$ ),它对于 X 波段相控阵是相当大的孔径。因为有许多 T/R 组件,它们是这个雷达(或者是任何有源孔径阵列)的非常重要的部分,且是阵列的最大成本单元。据说“在 T/R 组件成本中每个节省 100 美元对应整个阵列就是 2.5 百万美元”。整个阵列的重量超过 46 000 磅。

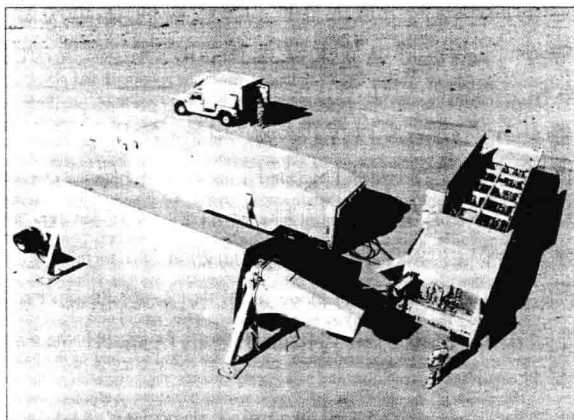
另一种用于战区弹道防御的固态有源相控阵雷达是以色列的 L 波段 EL/M-2080 雷达,如图 9.36(b)所示。它执行搜索、截获以及火控,成为独立应用的箭式武器系统的一部分<sup>[102]</sup>,据说具有几百公里检测距离且能同时跟踪引导打击几十个导弹。

有源孔径相控阵也被考虑用于机载(格斗/攻击)雷达,以及用于舰载自卫雷达。在机载应用中,组件(以及辐射单元)的数目可能从 1000~2000,而对于舰载对空防御可能从 4000~8000 个组件。任何安装在作战飞机头部的固定的电子扫描的相控阵雷达的一个严重限制是它的有限的角度覆盖,虽然相控阵通常说是能够在角度上扫描  $\pm 60^\circ$  覆盖,但甚至在波束接近偏离视轴  $60^\circ$  之前,主波束增益降低了、波束展宽了,以及副瓣显著地升高了。可是作战飞机要求它的天线波束能够扫描角度大于  $60^\circ$ ,用机械控制的天线做到这一点还是实际的,但是用电扫的相控阵就不行。在用于 F-22 战斗机的 AN/APG-77 雷达中,作为这样的增长准备:允许在飞机的每一侧安装一个“侧面阵列”,允许在角度上覆盖超出以固定的电子扫描相控阵天线所能做的<sup>[103]</sup>。当然,增加侧面阵列就增加了已经昂贵的有源孔径雷达的成本。

#### 俄罗斯相控阵雷达结构的举例

俄罗斯通常使用与美国不同的方法设计他们自己的相控阵对空防御雷达系统。美国陆军 C 波段爱国者和美国海军 S 波段神盾系统使用多功能相控阵雷达,执行用一个系统在单一频段运行完成对空防御要求的各种雷达功能。如稍后在 9.14 节中讨论的,这代表了一种折中,因为对于搜索和对于跟踪飞行器的最佳频率是不同的。在另一方面,俄罗斯对每个功能使用单独的雷达,并且雷达运行在更适合于它们的特定功能的频率上。因为俄罗斯是一个需要许多对空防御系统的辽阔的国家,它们对雷达设计强调低成本方法。

俄罗斯对空防御系统 S300V[NATO(北大西洋条约组织)称为 SA-12],使用一个 10 000 个单元 X 波段透镜阵列雷达,进行多目标跟踪和武器制导。NATO 指称这种 X 波段雷达为 Grill Pan(这一小节的信息取自 David Barton 的论文<sup>[104]</sup>)。该系统具有的低成本和低 RF 损耗,部分原因是由于监视和跟踪功能是分开的,而不是组合在一个多功能阵列内。空间馈电透镜阵列使用多模单脉冲喇叭馈源,所以它没有强制馈电系统可能具有的较大的损耗。使用了圆极化方式工作的法拉第旋转双模铁氧体移相器,而不是把通常的线极化变成圆极化,使它在移相器中传播然



(a)



(b)

图 9.36 (a)美国陆军 THAAD X 波段地面雷达(GBR)有源孔径雷达,用于战术弹道防御, 25 000 单元阵列天线设备表示在左下方,在它的后面是电子设备单元,里面放置信号和数据处理、不间断电源、接收机/激励器以及波形发生器,右边是冷却单元,左边上方中间是操作控制单元,1.1MW 柴油发电机初级功率单元没有示出(经 Raytheon 公司允许);(b)以色列“箭”战术导弹防御系统中的 EL/M-2080 L 波段有源孔径雷达(同 IAZ/ELTA Electronics Industries, Ltd. 公司提供)

后再次返回线极化(通常它们是用双模铁氧体移相器完成的)。这样以来,雷达发射和接收都是圆极化时,就省略了美国双模铁氧体移相器的线极化和圆极化之间的二次转换。阵列接收的是正交圆极化,也就是说,如果发射的是右旋圆极化,那么它接收左旋圆极化(当飞机被圆极化波照射时,其回波极化含有左旋右旋相当的极化波\*)。铁氧体移相器是非互易的,但是接收移相器并不因此需要在发射之后重新设置,因为当接收的信号是与发射正交的圆极化时,可应用同样的相位设置。因为在接收时的极化是与在发射时不同的,接收机是部分地与发射机隔离的。由于正

\* 译注:飞机的回波通常是某一分量较大的椭圆极化,可以分解为左右旋两种圆极化,当轴比较大时,这两种旋向的圆极化的大小是相当的

交极化隔离,加上使用坚固的回旋波静电放大器作为接收机前端,就免除了双工器或者固态接收机保护器的需要,进一步减少了损耗(静电放大器具有 3dB 噪声系数,并且能够经受平均泄漏功率高达几百瓦的平均功率和更高的峰值功率)。

俄罗斯铁氧体移相器具有串联两段以提供  $720^\circ$  相移(代替更通常的  $360^\circ$ ),每段具有它自己的控制线圈。一个线圈用于设置在俯仰上扫描所需要的相位,另一个用于在方位上扫描相位。所有行线圈是互相串联的,提供方位控制;所有的列线圈是串联的,提供俯仰控制。10 000 个单元阵列( $100 \times 100$ )仅仅要求 100 个行驱动器和 100 个列驱动器。为了在两个角度扫描确定组合的相移,在孔径上不需要驱动器或逻辑电路、数据总线,或者 d-c 功率总线。对于 Grill Pan,传输损耗排除在外,从发射机到接收机总的两路 RF 损耗大约 3dB。这可以和西方系统中的 7~12dB 损耗比一比。

每个移相器缺少单独控制,会使整个行和列的单元中的相位误差相关。驱动器的丢失会引起整个行和列的丢失。设置移相器的简单和低成本的方法使得它更难实现低副瓣<sup>[105]</sup>。

除了较低的系统成本和最佳的频率用法外,在对空防御系统使用多雷达而不是使用单独的多功能相控阵的另一个优点是,单独的雷达可以使用长驻留中等 prf(脉冲重复频率)和高 prf 脉冲多普勒波形,这在大量杂波中探测运行的飞机和导弹目标是必须的。

上面描述的 X 波段 Grill Pan 是用于 SA-12 对空防御系统的目标跟踪和制导雷达。对人监视是用 S 波段 Bill Board 雷达执行的,它是一个利用相位扫描的具有开缝波导辐射器的平面阵列扫描波束 3D 雷达。该阵列可以在一分钟的短时间内被装载运输。SA-12 也使用单独的扇区搜索雷达,探测战术弹道导弹。一个类似的对空防御雷达系统俄罗斯的 SA-10 也使用一个装在塔上的叫作 Glam Shell(蛤贝壳)水平搜索雷达,探测低高度目标。

依照 Barton,这种对空防御的方法似乎反映了“俄罗斯军方坚持要有对付包含有雨、箔条、以及其他杂波源的环境中低横截面的目标的高性能。当采用多功能方法时这是几乎不能解决的问题。”

#### 同时多波束(模拟的)

正如已经指出的,相控阵可以同时形成若干波束。这对单脉冲角度跟踪是重要的;但是在这一小节多波束被认为比通常跟踪需要的更多。原则上, $N$  个单元阵列可以产生  $N$  个独立的波束。多波束能用比单一波束更高的数据率平行的工作。多波束可以在空间固定、独立地扫描、或者作为一个组来扫描。它们既可以在发射时,也可以在接收时生成。当多波束在接收时生成时,发射波束可以具有包围多个接收波束覆盖的宽的辐射方向图。在过去,多波束是用模拟器件产生的,但是现在使用数字方法用于波束形成是有利的。数字波束形成不适于发射,但是这不一定是限制,因为发射天线相对简单并且使用一个宽的辐射方向图(在某些场合是无方向性的)。

产生单一波束的简单线阵可以用附加固定的移相器到每个单元转变成多波束阵列。每个需要形成的波束要求每个单元一个附加的移相器,如图 9.37 所示。为了简单,图中阵列仅用三个单元表示,每个具有三套移相器。一套产生对阵列侧射的波束( $\theta=0$ )。另一套三个移相器在方向  $\theta=+\theta_0$  产生波束,波束指向角度由关系  $\theta_0 = \sin^{-1}(\Delta\phi\lambda/2\pi d)$  决定,式中  $\Delta\phi$  是在邻近单元间插入的相位差。类似地还有一套在  $-\theta_0$  方向产生波束的移相器。接收波束形成网络可以在 RF 或 IF。在 IF,抽头的延迟线是得到所需相移的方便方法。

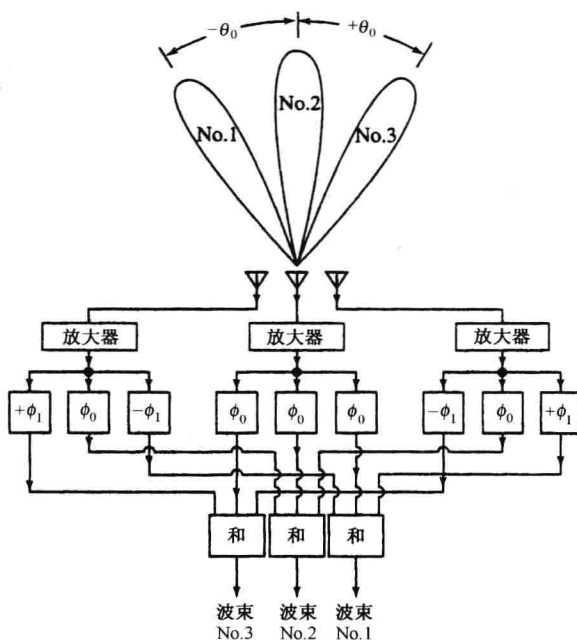


图 9.37 接收时同时波束形成(示出了三个波束)。 $\phi_0$  = 常数相位;  $|\phi_1 - \phi_0| = |\Delta\phi| = |2\pi(d/\lambda)\sin\theta_0|$

### Butler 波束形成阵列, 或 Butler 矩阵<sup>[106]</sup>

这是一种模拟的 RF 波束形成网络, 如图 9.38 所示。它由 3dB 定向耦合器(或者混合接头)和在  $N$  个单元线阵中形成  $N$  个相邻的波束的固定相移组成。数字  $N$  是表示成 2 的若干次方的整数即  $N=2^P$ 。3dB 定向耦合器是一个四端口接头。馈进一个端口的信号将在两个其他端口之间等分它的功率, 且在第四个端口没有功率出现。在这个过程中, 在两个等分的信号的相位之间引入  $90^\circ$  相位差。同样地, 进入第四端口信号将在同样的两个端口之间以  $90^\circ$  相对相位差平分功率, 而没有功率出现在第一个端口, 这里两端口的相位差与在第一个端口输入信号时两端口相位差比较符号是相反的。

在图 9.38 中描述的 Butler 矩阵举例是八单元阵列, 它产生八个独立的波束。它利用 12 个定向耦合器和八个固定的相移。一个 Butler 矩阵有  $2^P$  个输入和  $2^P$  输出。 $N$  个单元阵列要求的定向耦合器或混合接头的数目等于  $(N/2)\log_2 N$ , 以及固定相移的数目是  $(N/2)\log_2 (N-1)$ 。

Butler 矩阵理论上是无损耗的, 即在其中没有功率故意地耗散在终端。可是, 总是有一个存在于组成网络的定向耦合器、固定移相器以及传输线中固有损耗引起的有限的插损存在。在一个理论上无损耗的辐射多波束的无源天线中, 辐射方向图和相邻波束的交叉电平不能独立地规定。如在 Butler 矩阵那样, 均匀照射交叉电平低于波束峰值 3.9dB(用电压表示是  $2/\pi$ ), 且与波束位置、单元间距和频率无关。方向图是  $(\sin u)/u$  形式的, 具有一 13.2dB 的副瓣。

Butler 矩阵的低交叉电平是它的缺点之一。如果无损耗的网络可用余弦照射来实现, 达到比均匀照射小的峰值副瓣, 交叉电平甚至会更坏(达到 -9.5dB 的值); 峰值副瓣是一 23dB, 而不是用均匀孔径照射得到的一 13.2dB。借助附加电路对网络的输出波束进行组合, Butler 矩阵可以被修改以得到具有低副瓣的孔径照射, 波束宽度将展宽, 增益降低, 网络将不再是理论上无损耗的。

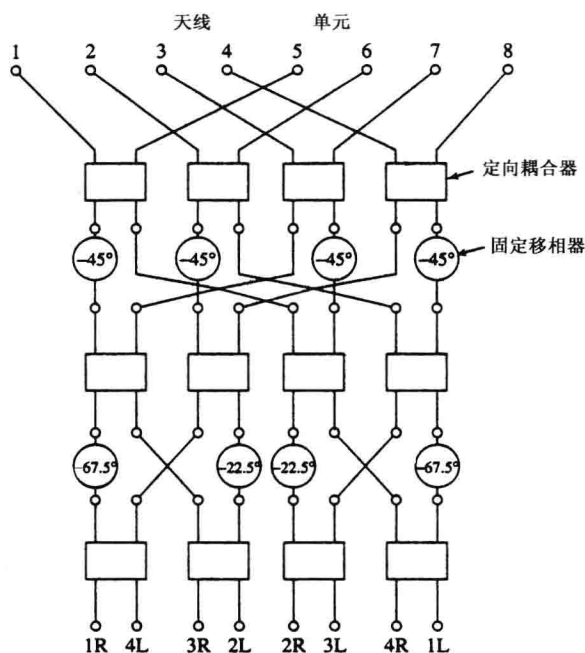


图 9.38 八单元 Butler 波束形成矩阵

众所周知的快速傅里叶变换(FFT)的流程图,是与 Butler 矩阵的电路图类似的<sup>[107]</sup>。Butler 矩阵在 FFT 之前人们就知道了,某些熟悉 Butler 矩阵的人会惊奇:当他们知道他们不知不觉地使用的东西,竟然是数学计算傅里叶变换的重要方法。FFT 对  $N$  点变换使用  $(N/2) \log_2 N$  计算量,与 Butler 矩阵需要的接头数相同。

与通常的傅里叶变换等效的天线网络叫作 Blass 波束形成网络。它要求  $N^2$  个耦合器  $N$  个输入和  $N$  个输出,正如常规的傅里叶变换要求  $N^2$  次计算用于  $N$  点变换。

还有其他的模拟波束形成方法,被考虑用于相控阵(如在本书第 2 版 8.7 节所讨论的)产生多波束。它们中的大部分和上面提到的那些一样,更适合于在一个角度坐标而不是在两个坐标产生波束。

#### 在(模拟)多波束天线中方向图的限制

在上面关于 Butler 矩阵的讨论中说过,对相邻波束任意选择交叉电平是不可能的。低于波束峰值 3.9dB 交叉,是 Butler 矩阵波束形成器的理论上无损耗本性确定的。这个交叉电平正如 Warren White<sup>[108]</sup>指出的,是任何无源、无损耗天线,当孔径照射是均匀时所形成的多个独立波束所具有的特征,他证明无源无损耗的波束形成天线,要求各个波束方向图在空间上是正交的,即

$$\int_0^{2\pi} d\theta \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} E_j(\theta, \phi) E_k^*(\theta, \phi) \cos\phi d\phi = 0 \quad (9.44)$$

式中,  $\theta$  = 在单位球体上的经度角,  $\phi$  = 纬度角,  $E_j(\theta, \phi)$  = 与第  $j$  个输入端口关连的辐射方向图,以及  $E_k^*(\theta, \phi) = E_k(\theta, \phi)$  的复数共轭。独立的正交波束意味着当两个或更多波束输入端口被同时激励时,所得的辐射是端口被分开激励时得到的辐射的线性累加。此外,当信号加到一个端口时在其他端口不应该有输出。一个无损耗和无源的天线意味着辐射的功率是与输入的



功率是一样的。

如已经提到的,用均匀孔径照射产生的 $(\sin u)/u$ 方向图,是具有正交特性和在相邻波束之间产生 3.9dB 交叉方向图的一个例子。然而,White 声称用余弦平方照射时无损耗无源多波束天线的交叉电平在 15.4dB 以下,而对于 Hamming 分布是 18.4dB 以下。这些是不能被接收的高数值。它们适用于一维天线。对于具有笔形波束的二维天线,交叉的 dB 值是双倍。

White 提出如此差的波束交叉值,可以借使用在天线辐射单元和电阻性波束形成网络之间插入有源器件(放大器)来避免。接收天线的灵敏度用在每个单元上使用的有源电路(低噪声放大器)来确定的。在放大器之后的任何损耗对整个接收系统的灵敏度无影响。这种产生有效多波束阵列天线的方法,类似于在数字波束形成阵列中所做的,将在本节后面描述。

### 多波束形成阵列的系统考虑

具有宽波束的发射天线(波束宽度  $\theta_T$ )和用  $N$  个固定的窄接收波束(每个波束宽度  $Q_R$ )来覆盖同样的角度区域的监视雷达,可以具有等效于常规雷达的性能,后者是采用宽度为  $\theta_R$  的单波束,发射-接收波束旋转的雷达。在这种场合下,相等的性能意味着两个不同类型的雷达能够探测出在同样距离、同样尺寸的目标,具有同样的重访时间,机械旋转天线的重访时间是天线扫描时间或者是在方位上旋转  $360^\circ$  的时间。这要求固定多波束雷达信号积分时间与旋转天线一圈的时间是相同的。多波束雷达的发射天线的增益是扫描的单波束系统的  $1/N$ ,而多波束系统的每个固定波束可用的观察时间增加了  $\theta_r/\theta_R = N$ ,如果信号在这段时间内是无损耗积分的,在多波束系统中发射天线的增益的减少,正好被由于它的更长的积累时间得到的信号能量增加所补偿。无积累损耗的假设对理想的检波前(相干)积累是正确的。当使用检波后积累时,就有理论上的积累损耗,所以两个雷达系统将不会有完全相等的性能。

在具有固定多接收波束和单一宽发射波束的雷达中,双程副瓣并不像单一波束扫描雷达的那样低。在某些应用中,当低的双程副瓣是重要的时候,接收多波束需要比通常的天线的副瓣更低。

以模拟形式形成的多波束阵列雷达,通常比常规的扫描监视雷达更昂贵,而且要求更多的设备。它们似乎也不提供在性能或能力上超出常规扫描雷达的重要的优点。由于这些原因,它们很少被考虑用于运行的雷达系统。在下面要讨论的利用数字波束形成产生多波束,虽然也是昂贵的,但因数字技术提供的优点不是轻易地用其他方式可以得到的,所以,数字波束形成对于多波束雷达应用比模拟波束形成方法更令人感兴趣。

### 数字波束形成(DBF)<sup>[109~113]</sup>

几乎所有的现代相控阵雷达都利用某些种类数字式移相形成波束。术语数字波束形成(DBF)的含义通常则有些不同,它是借助于对接收阵列无线单元输出信号的数字化,由数字处理器形成的。虽然单个波束也可以用这种方式形成,但若想要多个、同时、定向波束时,通常考虑采用的就是数字波束形成。当数字波束形成用于产生多个接收波束时,相应的发射天线应具有与接收多波束覆盖的总角域相同的宽波束。多波束的输出可以由雷达并行处理。

数字波束形成接收阵列的基本构造如图 9.39 所示。在每个天线单元处有接收机,它的模拟信号用 A/D 变换器数字化。A/D 变换器是关键部件,因为它决定了系统的带宽和动态范围。A/D 变换器的运行频率愈低,它的动态范围和带宽就愈大。为了这个原因,接收机的输入通常外差(下变频)到较低的频率经滤波并放大到 A/D 变换器适宜的功率电平。接收机必



须准确地彼此匹配,使在每一单元的信号的相对幅度和相位得以保存。如果想要的不是均匀孔径照射(例如,为减小天线的副瓣),幅度加权可以用到每个单元的数字输出上,然后加权的信号在处理器中合成以产生天线波束。如果把线性相位加权应用到每个单元的数字信号上,天线波束可被做得看起来好像扫到不同的角度方向。以这种方式,数字处理可以产生大量接收波束,每一个指向不同的方向。当然,天线波束不是用处理器在空间实际形成的。显然,作为角度函数的数字信号处理器的输出响应随角度的变化是和方向图一样的。

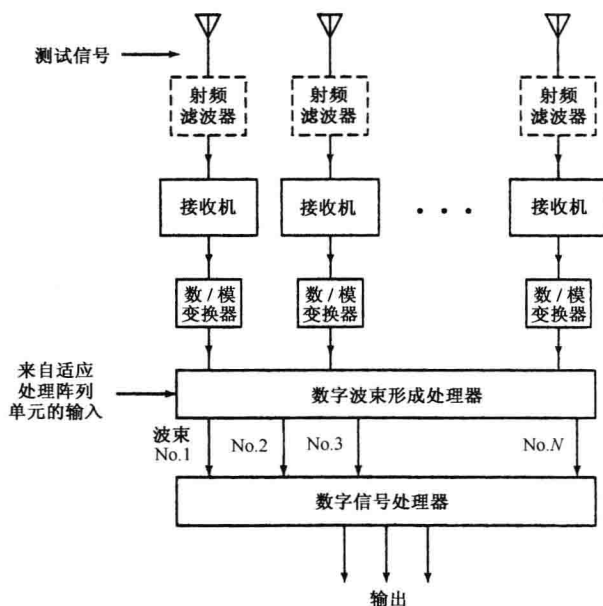


图 9.39 数字波束形成接收阵列的基本构造

因为信号信噪比是在每个接收机的数字输出上确定的,当使用数字输出形成多波束时不存在信噪比的损失。可以形成任意数量的紧密间隔的天线波束而没有 SNR(信噪比)的恶化。因此,数字波束的形成不会遭受模拟波束形成固有的局限,即当试图得到比均匀照射的-13.2dB 较低的峰值副瓣时,模拟波束形成会有低的相邻波束交叉电平和信噪比损失。

波束形成器的操作是取出每个单元相输出,对每个输出施加一个复数的权(幅度和/或相位),然后对它们求和以提供输出信号。这种输出形式是与数字傅里叶变换类似的(或者数字傅里叶逆变换)。当相位加权按照波束指向角度  $\theta_0$  来表示时, $N$  个阵列单元的加权输出的相对响应作为角度  $\theta$  的函数是

$$g(\theta, \theta_0) = \sum_{n=1}^N a_n s_n \exp[j2\pi n(d/\lambda)(\sin\theta - \sin\theta_0)] \quad (9.45)$$

式中, $a_n$  = 加权(用于副瓣控制的幅度), $s_n$  = 第  $n$  个单元的输出, $d$  = 单元间距, $\lambda$  = 波长,以及  $\theta_0$  = 相应的波束的最大方向。以这种方式可以形成  $M \leq N$  个多波束。对于  $M$  个波束中的每个时间段上的数字(数据)序列,它代表在每个波束位置接收的时域信号。

当在阵列中有许多单元时,利用信号处理器进行实时傅里叶变换计算会要求每秒巨大次数运算。如果使用快速傅里叶变换(FFT),那么计算的要求就会显著地减小,FFT 要求单元

数目为2的若干整数次方(即  $N=2^p$  和  $p$  = 整数),然而,用FFT比用常规的数字傅里叶变换对波束形状的调控能力要小。每个FFT波束(在  $\sin\theta$  空间)的方向图是同样的,峰值副瓣会高,以及相邻波束的交叉电平是予制的(受正交性约束)并且可能低于想要得到的。这样借助FFT,人们用对辐射方向图的控制换取的是计算容易。

**二维波束形成** 上述数字波束形成,假设线性阵列在一维角度上形成波束。对于  $M \times N$  个单元的二维矩形阵列,在两维角度上形成波束,可用二维FFT来完成对  $M$  行中的每一行做  $N$  个点的FFT,得到  $N \times M$  个输出。接下来是用对  $N$  列中的第一列的  $M$  点做FFT,提供  $M \times N$  个波束输出<sup>[112]</sup>。

**基带与I相F数字化的比较** 在任何雷达中接收信号的数字化可以在接收机的IF阶段或者在具有  $I$ (同相)和  $Q$ (正交)通道的基带(零IF)完成。在基带中的  $I$  和  $Q$  通道是以与在第3章中关于MTI(动目标显示)雷达(图3.29)描述的类似方式得到的。可以回忆起接收的信号是分到两个基带通道中去的。除了振荡器的参考相位两路之间的差是  $90^\circ$  之外,两个通道是相同的。每个基带通道中信号的带宽是全信号带宽的一半,只是需要2个A/D变换器,一个通道一个。与IF阶段把全信号带宽数字化相反,每个A/D的较小的带宽有时候会是优点。为了得到好的性能,在  $I$  和  $Q$  通道之间的相位差不应该显著地偏离  $90^\circ$ 。这要求仔细地设计某种形式反馈控制和保持在两个通道之间的精确的相位关系。在两个通道中的信号也必须在幅度上很好地匹配。

接收信号的数字化也可以直接地在接收机的IF中完成。现仅有一个通道和一个A/D变换器,所以  $I$  和  $Q$  通道的相位和幅度的平衡问题就没有了。A/D变换器必须具有比基带  $I$ 、 $Q$  配置中用的较大的带宽的能力。P. Barton<sup>[109]</sup> 声称在IF中A/D变换器的最小采样率为信号(半功率)带宽的5.4倍(采样率应该大于理论的  $2 \times$  带宽的Nyquist率,因为需要避免由频谱围绕零中频率的折叠引起的信号频谱的失真)。这可与与之等效的基带方案的A/D变换器中的每个要求的1.4倍信号带宽的最小采样率相比较。

**A/D变换器** A/D变换器的采样率和动态范围限制了可以在数字处理器中实现的性能设置。在实际的A/D变换器中采样率(带宽)愈大,A/D变换器可以数字化信号的位数就愈少。随着带宽或者位数的增加,转换器的尺寸和成本也会增加。A/D变换器的局限性是一个实际问题,但是多年来它们的能力已经不断地改进。3.5节给出了A/D变换器的性能的值,但是对于在例如本书中说明目前的最高水平,总是有风险的。当然,谨慎的工程师总是应该参考当前厂商的最新的目录以得到最近的信息。

**数字波束形成的其他特性** 除了在这一小节的前面提到的数字波束形成(DBF)阵列雷达的吸引人的方面外,该雷达还有下列更吸引人的属性。

- 自校准和错误纠正——出现在DBF接收机的模拟部分产生的相位和幅度误差可以相对容易地在数字部分得到补偿。这可以用在每个接收机的前端注入一个精确的RF信号;或者用在天线的近场或远场的已知位置,放置一个外部RF源;或者使用发射机信号<sup>[110]</sup>由性质明确的散射器散射来的回波信号来实现。这个精确的RF信号用作标准,校准在每个单元的相位和幅度。

- 低天线副瓣——数字上自校准阵列能够在数字处理后实现低甚至超低接收天线副瓣。互耦的影响也可以得到补偿。据说<sup>[114]</sup>,“数学上,补偿通过对接收的信号矢量实行矩阵相乘来完成。事实上,这一运算恢复了在没有耦合时单独单元接收的信号。值得注意的是这个矩

阵是固定的,它对所有想要的方向图形状和扫描方向都是同样有用的。虽然它在模拟形式中实现可能困难,但能够在数字波束形成天线系统中容易地实现。”

● 自适应置零——DBF 阵列的灵活性允许将零点置于天线辐射方向图中噪声源(干扰机)出现的方向,以减小进入接收机的噪声。在接收天线方向图中放置零点,消除不想要的通过天线的副瓣进入的噪声源是熟知的技术,并且可以用比 DBF 阵列简单得多的系统完成<sup>[115]</sup>。例如用机械扫描的反射面天线和数目相对少的辅助单元,副瓣对消可以容易地实现。当人们有了 DBF 阵列雷达时,消除出现在天线的副瓣的噪声源可以用不同于常规副瓣对消器或者全自适应阵列的方式实现,这是非多波束雷达所没有的优点。置零是在“波束空间”借助使用一个或者多个经适当衰减的波束自适应对消噪声源,而不是利用一个或者多个无方向性单元来实现的<sup>[116,117,110]</sup>。如果有  $J$  个噪声源需要置零,每一个源的角位置以常规的方式确定,然后形成  $J$  个定向波束来自适应地对消每个源。使用波束空间在不扰动主波束或者主波束副瓣的情况下进行对消,但主波束紧靠噪声源附近时除外。由于用其他方法形成多个独立的波束的复杂性,因此使用波束空间进行副瓣对消在过去通常没有与常规雷达一起使用。可是,在 DBF 阵列中这个复杂性是不用考虑的,因为形成独立的多波束不管怎样总是要做的。

● 作为作用距离函数的杂波的自适应置零——置零可以在有大杂波回波的方向自适应地形成,如同在有噪声源方向的那样。与噪声不同,杂波可能局限在一个小的距离范围内(例如,大山或者箔条片)。在这种场合,与作用距离相关的天线方向图置零可以仅仅围绕这个单独的含有局部杂波或箔条的作用距离单元周围形成。

● 校正失效单元<sup>[111]</sup>——足够数量的天线单元的完全失效会引起低副瓣阵列天线性能的严重恶化。据说<sup>[118]</sup>,对数字波束形成接收阵列天线单元的失效,可以借助利用对一小组在阵列中的正常单元的输出,进行线性运算而得到补偿。当信号是从不同的入射方向接收时,如果阵列天线的所有单元具有同样的辐射方向图和某些其他应用的限制,适当地利用在阵列的  $P$  个单元接收的信号有可能重建应该出现在失效单元上的信号。当不知道入射信号的精确方向甚至仅仅知道它们是在一个宽的角度扇区时,这个技术也起作用。

● 灵活的数据率——如已经提到的全时空覆盖的数字波束形成阵列,可以随运行状况改变数据率。这不同于常规的旋转雷达,它们的数据率是由天线旋转的速率决定的,远距时,高的数据率不像对防空监视雷达那样重要,因为后者是在有武器射击的短作用距离上。这样,在远距离可以使用低数据率。这意味着可以增加积累时间改善目标的检测而无须增加发射功率。DBF 阵列的灵活性在于能提供不受限制的数据率,这对军用武器控制雷达是重要的,在交火或者当目标看起来要机动变化时,应该以高数据率运行。

● 同时多功能——在一个使用数字波束形成全时空覆盖的雷达中(它用固定的同时多个接收波束),可同时执行而不是顺序地执行多种功能。另一方面,常规的相控阵例如 Patriot(爱国者)或者 Aegis(神盾)必须分时执行多功能。有时,这些雷达来不及执行要求的各种任务,以致于为了完成较重要的任务,一些优先权低的任务不得不忽略执行。例如,在对空防御系统中优先权将给实际和导弹交战的目标或者搜索低空突然出现的目标,而不给长作用距离监视。可是,采用 DBF 的全时空覆盖雷达能同时执行它的各种功能,只要不超出计算机的能力。

● 改进的非合作目标识别——以无论要求怎样的数据率在所有时间内到处搜索的能力,对于依赖长于正常探测要求的观察时间的非合作目标识别的这些方法是有益的。例如,借助

使用逆合成孔径雷达对舰艇或者飞机的成像要求目标姿态足够地改变,使来自目标的不同部分可辨识的多普勒频移可被分离(可以求解)。目标姿态改变需要时间,而 DBF 阵列是有充足的时间的。当直升飞机暂时地取向垂直于雷达的视线时,就可基于瞬时的旋转翼叶片的“闪现”识别直升机目标。为了检测这个现象<sup>[119]</sup>,要求雷达驻留在目标上足够长。DBF 的固定波束在目标观察时间上提供这种灵活性。

● 低的截获概率——在远距离上截获接收机检测的常规雷达辐射的信号是相对容易的。为了降低敌方截获接收机对雷达的检测性,雷达的峰值功率应该做得尽可能的低,辐射的能量应该分布在宽的角度区域上、在长的时间间隔内、以及在宽的频带上。常见的 DBF 阵列提供可以将辐射能量分布在宽的角度区域,这对用扫描的定向发射波束是不可能的事。

一个产生许多个波束的波束形成阵列,具有常规的使用机械扫描天线的雷达不容易达到的能力。数字波束形成提供了超出模拟多波束的许多优点,如从每个阵列单元来的同样的数字输出被重复利用,容易产生多波束,以及进行其他类型的空间和时间上的处理。数字处理增加了雷达的可实现性和全时空覆盖的能力。

#### 数字波束形成阵列的举例

数字波束形成已经使用在 HF 超视距雷达和 3D 对空监视雷达中。这两者都未能应用上述数字波束形成阵列的全部长处,因此它们并不能体现出用这种雷达原理可能实现的所有功能。

美国海军可再定位的超视距雷达(ROTHR),AN/TPS-71 用于检测距离从 500~2000nmi(海里)<sup>[120]</sup>的飞机和舰艇。它使用一个长 2.7km 具有 372 个单极子天线单元的接收线阵天线。在每个天线单元上有接收机,它把信号转变成 IF 频率。372 个天线单元的数字输出用来形成 16 个相邻的接收波束,它们可以放置在雷达的角度覆盖范围内的任何地方。空间处理(波束形成)和时间处理(多普勒滤波和匹配滤波),二者都用同样的来自每个接收单元的数字数据。

由荷兰 Signaal 公司开发的 SMART 3D 雷达是具有方位旋转天线(它利用数字波束形成在俯仰产生若干同时多波束,提供俯仰角度测量)的 3D 对空监视雷达。这种雷达的原始形式在 S 波段,稍后的形式是在 L 波段。L 波段的雷达形成 16 个波束,S 波段的形式形成 14 个波束。

## 9.10 机械扫描平面阵列天线

机械扫描的平面阵列有在某些雷达应用中利用常规的反射面天线不能得到的重要优点。它们已经使用在较低的雷达频率(VHF)用于对空监视,在微波频率用于需要得到目标仰角的测量的 3D 雷达,在机载雷达中它工作在飞机的头部,在导弹、民用船舶雷达,以及在低副瓣天线中,例如用在 AWACS。在阵列孔径中大量单元能更好地控制孔径照射因而能更好地控制天线的辐射方向图。

#### 用于对空监视的机械旋转阵列

由美国在 20 世纪 30 年代开发的第一部雷达天线,例如陆军的 100MHz SCR-270 和海军的 200MHz CXAM,都是机械扫描的平面阵。在这样低的雷达频率,使用偶极子的平面阵列是自然的,因为它们与那时的通信天线技术是相容的,并且,它们很适合于早期雷达工作的 VHF 频率。随着雷达频率增加,抛物面反射器被引入,因为它比平面阵列(当它具有大量偶极子时)简单。第二次世界大战时德国工作在 550MHz 的 Wurtzberg 雷达使用了抛物面。美国第一部微波对空防御雷达,S 波段 SCR-584 也使用了抛物反射面。抛物反射面在光学中是熟

知的,并且它在光学上的技术和理论转换到微波频率是不困难的。

早期的对空监视雷达是 2D 的,即它们测量方位角度与距离,但是不测仰角(或者高度)。当笔形波束 3D 雷达(例如 AN/SPS-39)在 20 世纪 50 年代第一次得到俯仰角度,它们最初使用的是一个具有线形馈源的抛物柱形天线。随后使用的是由数行开缝波导组成的平面阵列(如 AN/SPS-48),在俯仰面得到多波束。这些原先的 3D 系统利用频率扫描相控阵在一个角度坐标(俯仰)上电子扫描一个或者多个波束。另一个角度坐标是方位上  $360^\circ$  机械旋转整个天线得到的。

几乎所有的现代 3D 对空监视雷达都使用某种类型的平面阵列天线,它们在方位上机械扫描,并且在俯仰上使用某种形式的电子扫描或者波束形成。机械旋转对空监视应用是令人满意的,因为它不需要像在武器控制应用中那样要在许多目标中快速地切换波束。机械旋转的平面阵列不仅能在俯仰上获得电子扫描的方便,而且由于天线中有许多单元可供利用,因而为实现想要得到的辐射方向图提供了更多的灵活性。

#### 机械扫描的开缝平面阵列<sup>[121~123]</sup>

这种类型平面阵列天线广泛地安装在飞机头部的雷达中,如图 9.40 所示。这样的天线普遍用在战斗机和强击机的军用雷达、机载天气雷达,以及用于导弹中。这种类型的天线应用在飞机头部天线罩中的一个重要优点是,它可以做得相对很薄。这就允许比可能用的相对厚的抛物面天线和馈源(它离开反射器表面伸出一个距离)更大直径的天线,能够在飞机的头部天线罩中机械地扫描。微波平面阵列天线通常使用的辐射器是切割进波导内的缝隙,如图 9.31(c)所示。它们可能是切割进窄壁的边缘缝隙,或者是切割进宽壁的缝隙。使用切割进窄壁的缝隙允许行阵列的间隔比它们切割进宽壁靠得较近。缝隙是偶极子的所谓的 Babinet 等效体,除了垂直缝隙辐射水平极化和垂直偶极子辐射垂直极化外,方向图类似于偶极子的方向图。波导馈电结构直接平放在阵列天线辐射缝隙的后面。

有两个用于构造串联馈电机械扫描开缝波导反射器的基本方法。一个叫作驻波构造,或者叫作谐振构造。另一个是行波构造,或者叫作非谐振构造。在谐振阵列中单元之间的间距是半个波导波长(波导波长是在波导中而不是在自由空间测量的波长)。波束是对孔径侧射的,但是在单元之间半波长间隔意味着单元阻抗失配会累积并且引起高的 VSWR(大的失配)。

这导致限制了在线阵中单元的个数小于  $20^{[124]}$ ,这对于大多数雷达应用可能是太低了,谐振阵列还具有窄的带宽。非谐振阵列通常单元间隔大于半个波导波长,因此不会有高 VSWR 或者谐振阵列的窄带宽。可是,非谐振阵列波导必须用匹配的负载端接,吸收一小部分输入的没有耦合到其他单元去的功率。由于匹配负载损失功率的数量,在中心频率大约是功率的  $5\% \sim 10\%^{[121]}$ 。这样,阵列的效率将会低于 1(如果阵列不是匹配很好,部分信号会从终端反射,且像一个高副瓣朝某些方向辐射)。类似于频率扫描阵列,由串联馈电的非谐振阵列辐射的波束的峰值方向随频率改变,但是远不显著。波长  $\lambda$  时,波束定向角度  $\theta$  为

$$\sin\theta = \lambda/\lambda_g - \lambda/2d \quad (9.46)$$

式中,  $\lambda_g$  = 波导波长,  $d$  = 单元间距。Yee 和 Voges<sup>[123]</sup> 声称在大多数非谐振缝隙阵列中,选择  $2d$  大于  $\lambda_g$ , 以便当频率增加时波束角度将朝向阵列的加载端移动。波束方向的频率依赖性,在某些应用中可能必须考虑。

机械扫描的平面阵列,可以设计成在两个角度坐标提供单脉冲波束。

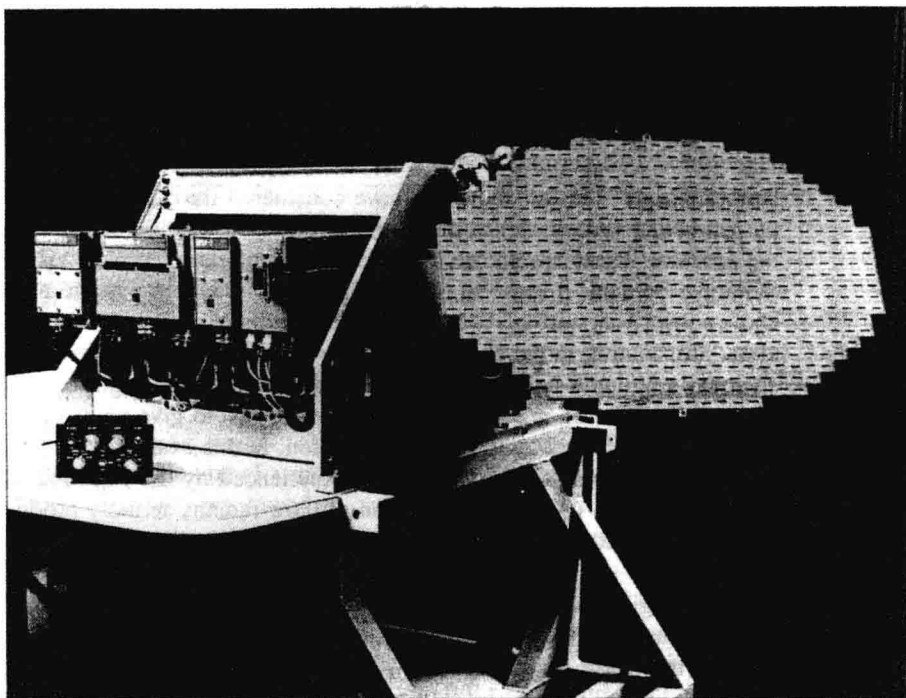


图 9.40 机械扫描的平面阵列天线,装在 F-16 飞机上的 AN/APG-68 机载雷达(经 Northrop Grumman 公司允许)

### 端射阵列

上面已经考虑辐射垂直(侧射)于孔径的主波束的阵列,也有可能辐射平行于孔径的波束。这就是大家知道的端射天线。如果考虑偶极子作为辐射单元,它必须这样取向,使它的单元方向图允许在端射方向辐射,并且单元之间的间隔和在每个单元上的相移允许在端射方向传播。例如,为了给出具有它的大部分能量在端射方向的天线方向图,在一个从一端馈电的等幅度线性端射阵列中单元之间的间隔可能是  $1/4$  波长,在单元之间具有相移  $\pi/2$  弧度。这个举例中,相位的逐渐滞后与行波从一个单元到下一个单元经历的相位滞后是同样数量的(如 Krans<sup>[125]</sup>提到的,对于这种端射天线,按照 Hansen-Woodyard 准则,相位滞后  $0.6\pi$  弧度实际上产生较高的方向性)。

日本发明的 Yagi-Uda(八木-宇田)天线是端射天线的一个简单和便宜的例子。它由一个单个被激励的偶极子加上若干间隔开的平行棒组成,这就形成了一个端射阵列,如图 9.41 所示。每一个棒可以认为是一个短路的偶极子。位于激励偶极子后面(在左边)的棒起的作用是把能量反射到朝前方向,在激励偶极子前面的一个或者多个间隔开的棒引导能量朝前。棒被称为反射器或者引向器。反射器可能具有大约半个波长的长度和在激励偶极子后面间隔开  $1/4$  波长。引向器稍微短一些(大约 10%),具有间隔大约  $1/3$  波长。

端射天线可以组阵并且使用在雷达中,特别是在 VHF 和 UHF 中。一个例子是用于 E2C 机载早期预警雷达的天线,如图 3.45(a)所示。这种端射天线的优点是,在垂直尺度(坐标)可以得到较窄的波束宽度而不需要大的垂直孔径。与常规的侧射天线(它的波束宽度与天线的



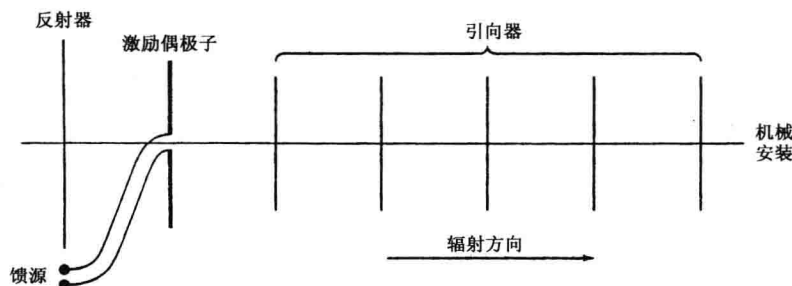


图 9.41 Yagi-Uda(八木-宇田)端射天线的略图(机械安装是与偶极子绝缘的)。对于雷达应用它们已经使用在线阵构造中:如图 3.45(a)中的 E2C AEW 雷达

尺寸成反比)相比,在正交于它的纵轴的尺度(坐标)端射天线的波束宽度与天线长度的平方根成反比。

### 旋转的电扫描相控阵

有时<sup>[126,127]</sup>有人提出让单面的电扫相控阵在方位上机械地旋转,同时在方位和俯仰上电扫。单个旋转的相控阵是否是一个取代固定的四个面的相控阵的吸引人的选择,取决于特殊的应用和所做的假设。可是,当考虑这个方法时应当很留心,因为在某些场合可以想像,旋转单面相控阵可能提供相控阵和机械旋转的天线这二者最坏的属性,而不是二者之中的最好的。下面描述的机械可调动的相控阵是不同的并且具有某些重要的运行的优点。

### 可调动相控阵

可调动相控阵是一种在方位和俯仰上宽角扇区电扫的相控阵,它可调动机械定位以覆盖想要得到的扇区(一旦到位,它就停留在固定的位置而不是连续地旋转)。它是使用阵列于导弹靶场测量设备的方便方法。一个例子是由 Moorestown N. J. 的 Lockheed-Martin 公司开发的移动式 C 波段 AN/MPS-39 MOTR(多目标跟踪测量雷达),如图 4.1(b)所示。具有 8359 个单元,直径 12 英尺的空间馈电透镜阵列,安装在精密俯仰在方位之上的跟踪天线座上,实现覆盖在全部半球之内  $60^\circ$  圆锥任何地方。它的波束宽度是 1 度以及它的测量的天线增益刚好在 46dB 之下。在导弹靶场应用中,许多目标可能需要同时跟踪,包括射击的飞机、目标导弹或者靶标、地对空导弹、空对空导弹,以及其他可能在靶场上空的(靶场安全)飞机。MOTR 可以同时用绝对角度精度 0.2 英里(均方根值)和作用距离精度 1 码(均方根值)跟踪直到 10 个目标。在这样的雷达之前,必须用一部单独的对空监视雷达和多于一部的机械跟踪雷达。

当相控阵的灵活性是必须时,可动的相控阵对舰艇对空防御也有好处。传统上,当相控阵用于海军舰艇甲板上时(例如,S 波段神盾系统或者美国海军原先的 S 波段 AN/SPS-33 相控阵雷达系统),它有四个安装在舰艇四周的平面阵面,提供  $360^\circ$  全方位覆盖。虽然设计师可能想配置相控阵,使得所有四个孔径能够同时运行,但减少这种雷达成本的要求有时候导致仅有一个或者两个发射机和接收机在四个阵列孔径中时间分享。这可能导致可以接收的性能,但是它是少于如果四个面能够同时所有时间运行可能得到的性能。

当四个完全的相控阵面太昂贵时(甚至在它们不昂贵时),对于配置对空防御相控阵雷达系统的一个可供选择的方法是,代之以使用两个可调动的阵列。由俄罗斯海军在巡洋舰上使



用的如图 9.42 所示的可调动阵列雷达,它是由 NATO 命名为 Top Dome SAN-6 或者由它的俄罗斯/苏联命名为 RIF 雷达。

在俄罗斯海军巡洋舰上一部 Top Dome 雷达位于船头,以及第二部是位于船尾(不言而喻,如果某些东西在海军舰艇上是重要的,例如枪炮、导弹系统或者雷达——至少应有两个以确保当需要时其一是有用的)。两个可调动的阵列雷达可以覆盖在任何两个  $90^\circ$  扇区内同时的攻击。这种配置的两个重要的优点是来自单一  $90^\circ$  扇区的一个或者多个攻击,可以同时用两部雷达来对付。另一方面,一个四面相控阵可以带来的是仅仅一个阵列面要承受防御这样的攻击。

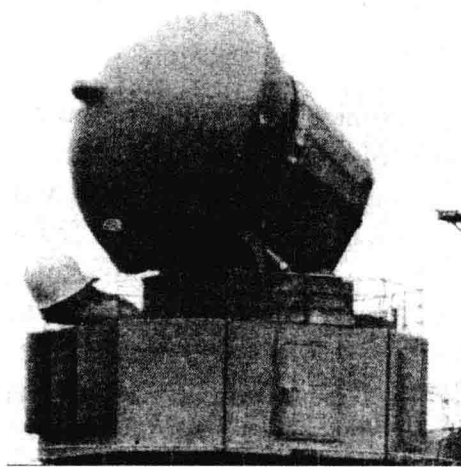


图 9.42 苏联/俄罗斯电扫描可调动相控阵脉冲多普勒雷达。它的俄罗斯名字是 RIF。它的 NATO 命名是 Top Dome 并且它是 SAN-6 舰载面对空导弹系统的一部分。据说它使用行和列波束扫描。天线组件包括一个半球天线罩。除了主要相控阵外还有一个宽角相控阵用于截获刚刚发射后的面对空导弹

两个可调动的相控阵不能对付从多于两个  $90^\circ$  扇区来的攻击。这种成为严重问题的可能性是小的。设置一个  $360^\circ$  方位上三个不同方向同时攻击的能力当然是可能的,但是使所有目标从不同方向同时出现在目标舰艇上是非常难于做到的。如果它们不是同时的,舰艇具有  $360^\circ$  方位覆盖的对空监视雷达,可以预期检测到和辨识这样的攻击,于是两个可调动的阵列可以安排来对付它们而无须交叠。同样,很少有载有昂贵相控阵雷达用于自己对空防御运行的海军主力舰只有它一艘;所以如果有大量多重攻击,一艘舰艇完全靠自己是不能处理全部攻击的。这样,使用可调动的相控阵提供了只用传统的四面相控阵系统没有的优点。

### 9.11 方向图综合<sup>[128]</sup>

雷达天线方向图要求具有预先规定的波束宽度和可接受的低副瓣电平。在某些场合下,天线的方向图还要在特定角度范围内有希望的形状。例如,对空警戒雷达中使用的余割平方

天线。另一方面,比幅单脉冲跟踪雷达中斜视的天线方向图的口径照射还要产生适当的低副瓣“和”波瓣方向图、低副瓣“差”波瓣方向图,以及在波束交叉点上有较大的斜率。本节回顾几种雷达天线设计师用的方法,以得到产生期望的雷达性能的辐射方向图。

9.3节提到,天线的方向图由口径上的电流分布确定。经常称电流分布为口径照射。式(9.10)表明,一维线性天线的电场强度方向图 $E(\phi)$ 在一个角坐标 $\phi$ 上等于口径照射 $A(z)$ 的傅里叶逆变换。类似地,二维平面天线的方向图等于口径照射的二维傅里叶逆变换。首先考虑得到具有可接受的低副瓣电平的主波束方向图的问题,然后再考虑获得赋形方向图的问题。

连续口径分布天线(如反射面天线)的方向图和由许多单元组成的相控阵列天线的方向图获得方法略有不同。有时可用离散(阵列)孔径照射来近似连续孔径照射,反之亦然。本节讨论的天线方向图主要是针对一维线性孔径或可分离的,即 $A(x, z) = A(x)A(z)$ 的矩形口径照射。考虑阵列天线照射时,假定阵列所有的天线单元各向同性,并且单元间距通常为半个波长。实际阵列的各个单元不是各向同性的,而有某种单元方向图 $E_e(\theta)$ 。如果所要求的天线方向图为 $E_d(\theta)$ ,假定各个单元各向同性时,则所求的方向图为 $E_d(\theta)/E_e(\theta)$ 。

#### 具有所要求的波束宽度和低副瓣电平的方向图

得到笔形波束或者扇形波束方向图,通常不是一个综合的问题。取代的方法是计算不同的孔径照射获得不同的方向图,从中选择一个合适的。9.3节中的表9.1列举了由几种可用解析式表示的孔径照射得到的天线方向图。因为由相应的孔径照射解析表达式可以很容易地计算方向图,所以工程上过去经常采用这种方法。由于现代计算机的飞速发展,使用仅仅是因为容易积分的孔径照射已经不再必要了,因此这些孔径照射现在一般已经不用。表9.1在说明最大增益、波束宽度以及最大副瓣电平如何随着孔径照射的变化而变化的时候还是有用的。孔径照射越台坡(即幅度值随着距离口径中心越远下降越大),副瓣电平就越低,同时天线增益会降低,波束宽度也会增大。实际上,常用其他的孔径照射,例如泰勒分布,而不用表9.1中的孔径照射。

**泰勒口径照射** 对规定的最大副瓣电平,所有副瓣都相等的天线方向图具有最窄的波束宽度(这里波束宽度由确定主波束的头两个零点之间的角距离来度量),这就是众所周知的道尔夫-切比雪夫分布。它是由二战期间在美国海军实验室工作的数学家道尔夫首先证明的,主要思想就是令阵列天线方向图的多项式等于切比雪夫多项式<sup>[129]</sup>。切比雪夫方向图尽管具有所希望的性质,但雷达天线很少用它,因为除了单元数很少的阵列外,它是实现不了的。随着阵列的尺寸增大,口径边缘的单元上的电流就不是单调地变化,而且与口径其余部分的电流相比较。更大的限制是这些大的电流在口径边缘只能占据很窄的空间,这在实际天线中是很难实现的。不能获得理论上的口径照射给可以具有道尔夫-切比雪夫方向图的天线尺寸设置了一个上限,由此对可以达到的主波束宽度设置了一个下限。

泰勒提出了一种可实现的对切比雪夫口径照射的近似照射,即众所周知的泰勒口径照射,它已广泛应用于雷达天线中。它能产生一个具有给定副瓣电平且副瓣相等的方向图,只是这些等副瓣仅存在于主瓣附近。不像等副瓣电平的道尔夫-切比雪夫方向图,理论泰勒方向图的副瓣电平值只是在限定的角度范围( $\phi$ )内是相等的, $\phi$ 定义为

$$|(D/\lambda)\sin\phi| < \bar{n}$$

其中, $\bar{n}$ =整数, $D$ =天线尺寸, $\lambda$ =波长。对于线性孔径,如果超出此范围,副瓣电平会随着角度 $\theta$ 的增加以 $1/\sin\theta$ 为比例的减小(类似于均匀照射产生的方向图的下降趋势)。因此, $\bar{n}$ 将副瓣分成两个区域:即临近主波束两侧的等副瓣电平区和副瓣电平下降区。主波束每侧的等

副瓣数等于  $\bar{n}-1$ 。整数  $\bar{n}$  通常是一个较小的数值(虽然主瓣附近的等副瓣区域是理论泰勒方向图的一部分,有时在计算或实际得到的天线方向图中却是难以观测到的)。泰勒方向图的波束宽度要宽于切比雪夫分布的波束宽度。如果设计的副瓣电平为  $-25\text{dB}$ ,那么  $\bar{n}=5$  时,泰勒方向图的波束宽度要比理论切比雪夫方向图宽  $8\%$ , $\bar{n}=8$  时,波束宽度宽了  $5.5\%$ 。

泰勒方向图由最大设计副瓣电平和  $\bar{n}$  的取值确定。对于一个给定的设计副瓣电平,整数  $\bar{n}$  仅能在一个很小的范围内取值。泰勒声称,对于设计副瓣电平为  $-25\text{dB}$ , $\bar{n}$  的最小取值为 3;副瓣电平为  $-40\text{dB}$  时, $\bar{n}$  最小取值为 6。 $\bar{n}$  的取值越大,波束越尖锐。另一方面, $\bar{n}$  的取值也不能过大,这会带来与切比雪夫相同的难以实现的问题。获得可实现的泰勒方向图的一个合适准则是,选择这样一种照射,它从口径中心到口径边缘单调递减并且在口径边缘的导数为零。在口径边缘的照射不需要为零,可以是一个有限值(平台)。泰勒证明在边缘具有一个平台或非零值的分布,能更有效地产生低副瓣。

汉森给出了选择参数  $\bar{n}$  的一个粗略指导方针<sup>[131]</sup>。例如,当孔径照射单调下降时,他指出,对于最大副瓣电平等于  $-25\text{dB}$  时, $\bar{n}=5$ ;最大副瓣电平等于  $-35\text{dB}$  时, $\bar{n}=9$ ;最大副瓣电平等于  $-40\text{dB}$  时, $\bar{n}=11$ 。三种情况下的口径效率分别为 0.91, 0.82, 0.77(对于孔径照射单调下降,汉森后来还增加了最大副瓣电平为  $-50\text{dB}$  时, $\bar{n}$  的最大值取 17;最大副瓣电平为  $-60\text{dB}$  时  $\bar{n}$  取 23<sup>[132]</sup>)。这样就在设计泰勒方向图时选择副瓣电平和  $\bar{n}$  值要小心。虽然泰勒方向图的开发是为获得对道尔夫-切比雪夫的一种可实现性近似,但在实际中,它不像理论的等副瓣方向图。

圆口径也可以实现泰勒口径照射<sup>[133]</sup>。图 9.43 显示了泰勒圆口径照射及相应的辐射方向图的性能(摘录自防务分析研究所的一份报告<sup>[134]</sup>,它没有广泛流通,但一些信息可在 IEEE AP-S Transaction 中找到<sup>[135]</sup>)。图 9.43(a)中给出了四个圆口径天线方向图,它们具有相同的半功率波束宽度,  $70\lambda/D$ ,但是泰勒  $\bar{n}$  参数的值从 3~15 变化。最大副瓣电平随着  $\bar{n}$  的增加而降低。从这些方向图看似应该选择较大的  $\bar{n}$  值。然而会产生一个问题,这可以从图 9.43(b)中对应的口径照射图中看出。对于  $\bar{n}=3$  应该能够实现所要求的口径照射,甚至当  $\bar{n}=7$  时也能粗略近似实现。对于更大的值  $\bar{n}=10$  和 15,在口径边缘恐怕无法实现所需要的口径照射。

对于常规的天线方向图,选定其口径照射还有一些其他的方法,这可参考一些天线方面的文献<sup>[74,134]</sup>;但是从雷达应用中看来,泰勒分布是最常用的。

**贝利斯照射**<sup>[137,138]</sup> 在第 4 章提到单脉冲跟踪雷达中与和方向图一同使用的还有差方向图。上文中叙述过均匀孔径照射时和方向图可以得到最大增益,可以表示为  $(\sin u)/u$ 。其中符号  $u = \pi(D/\lambda)\sin\theta$ ,  $D$  = 天线口径大小,  $\lambda$  = 波长。如果先从均匀口径照射开始,然后用一半的口径照射减去另外的一半,形成一个差波瓣[即,对于  $-D/2 < x < 0$  时,  $A(x) = -1$ ,  $0 < x < +D/2$  时,  $A(x) = +1$ ],得到的差方向图与  $(1 - \cos u)/u$  成比例。峰值副瓣电平比波束峰值低  $10.6\text{dB}$ ,相对较高。差方向图的最佳照射(产生最大斜率或最小误差)是口径照射的线性奇分布。即口径照射是在口径中心过零点的一条直线,且在一端达到最大(例如等于  $+1$ ),在另一端最小(例如等于  $-1$ )。这时的峰值副瓣电平为  $-8.3\text{dB}$ ,比均匀照射的差方向图还要差。当采用单一的口径照射来获得和与差方向图时,选取的口径照射必须是和方向图增益、两个方向图峰值副瓣,以及差方向图斜率的折中。如果条件允许,更好的方法就是使用支持独立的和、差方向图的天线。

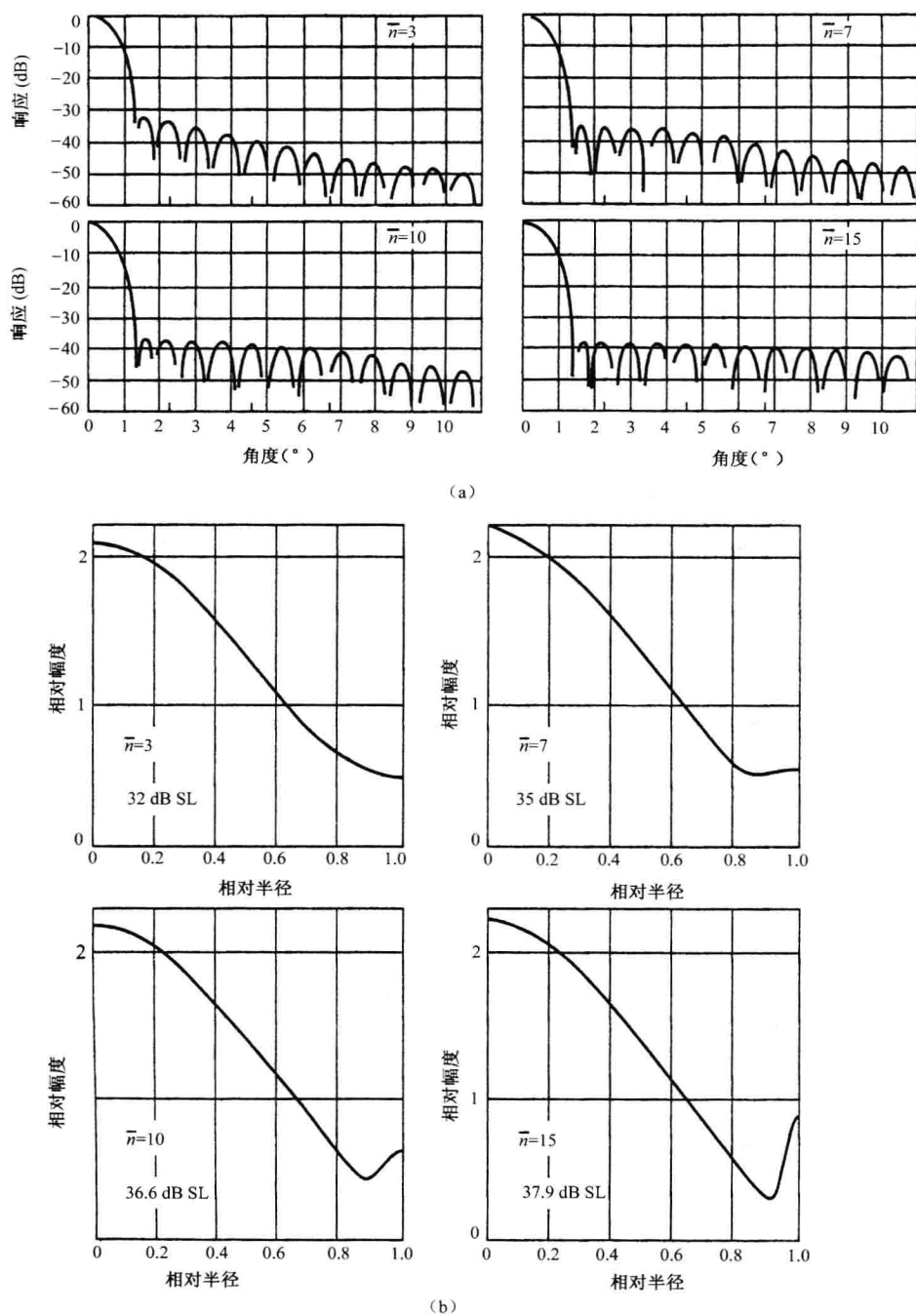


图 9.43 (a)具有相同的波束宽度  $70\lambda/D$ , 而  $\bar{n}$  取值不同的泰勒口径辐射方向图; (b) (a) 中方向图对应的口径照射(摘录至 W. White<sup>[134]</sup>, 并得到防务分析研究所的许可)

当单脉冲天线的差方向图,例如像在相控阵天线那样可以独立于和方向图来选择时,其准则是在预期的副瓣电平下获得最大的角精度。贝利斯照射常用来实现这一要求。贝利斯照射基于的原理与泰勒照射相同。与泰勒一样,贝利斯照射<sup>[137]</sup>取决于峰值副瓣电平和等副瓣数 $\bar{n}$ 。两个参数的选取约束条件与泰勒照射一致。

贝利斯差方向图同样可以应用到圆口径中去,相关内容可以参考一些著作。其中有 Mailloux<sup>[74]</sup>, Hansen<sup>[69]</sup>, Elliott<sup>[136]</sup> 的天线著作中的任意一本。

### 赋形天线方向图

当要求笔形波束或简单的扇形波束时,前面讨论的口径照射能够满足。有时候需要形成赋形天线方向图,此方向图要比口径尺寸为 $D$ 下得到的最小波束宽度(大约 $\lambda/D$ )宽很多。一个重要的例子就是2.11节讨论过的平方余割波束。其他例子还有“平顶”方向图,以及为使地面反射最小化而使仰角方向图在近地方向上锐截止<sup>[139]</sup>。在这一小节,简要地描述形成这些方向图的两种综合方法<sup>[128]</sup>。这些为获得希望的方向图而寻求口径照射的方法类似于寻求滤波器频响函数,产生希望的时间波形的的方法。

**傅里叶综合** 从理论上来说,由于天线方向图是口径照射进行傅里叶逆变换得到的(式(9.10))。那么,获得预期天线方向图的口径照射就可以通过对预期方向图进行傅里叶变换来得到,即

$$A(z) = \frac{1}{\lambda} \int_{-\infty}^{+\infty} E(\phi) \exp\left(-j2\pi \frac{z}{\lambda} \sin\phi\right) d(\sin\phi) \quad (9.47)$$

式中符号含义与式(9.10)的说明相同。由于 $|\sin\phi| \leq 1$ ,所以积分区间实际是有限的。傅里叶变换的性质是,有限的角度区域对应的傅里叶变换 $A(z)$ 则是无限的。只有有限的口径,实际的辐射方向图仅能近似表示为<sup>[140]</sup>

$$E_a(\phi) = \frac{D}{\lambda} \int_{-\infty}^{+\infty} E(\xi) \frac{\sin[\pi(D/\lambda)(\sin\phi - \sin\xi)]}{\pi(D/\lambda)(\sin\xi)} d(\sin\xi) \quad (9.48)$$

式中, $E_a(\phi)$ 是在 $A(z)$ 受限于有限口径 $D$ 时近似预期方向图 $E(\phi)$ 的傅里叶积分方向图,角度 $\xi$ 为积分变量。这种基于连续口径上傅里叶积分(或者对应于离散阵列天线的傅里叶级数法)得到的近似天线方向图有一个特性,即预期方向图 $E(\phi)$ 和近似方向图 $E_a(\phi)$ 的均方根偏差最小。口径越大,近似效果越好。

如同傅里叶积分可以近似连续口径的方向图一样,傅里叶级数可以用来近似离散阵列的方向图。对于实际的阵列,傅里叶级数法仅限定用于单元间距临近为半个波长的情况。间距大于一个波长就会产生不希望的栅瓣,间距远小于半波长时就会产生所谓的“超增益”辐射方向图(波束宽度远远小于 $\lambda/D$ ),这实际上是不可能实现的,因为这是过度简化辐射模型的结果。

**伍德沃德-莱文森法** 这是众所周知的时域信号抽样定理在空域上的类似。对于时间波形情况的经典采样定律为:一个最高频率是 $B$  Hz的带宽有限信号 $s(t)$ ,可以在时间上通过一系列间隔为 $1/2B$ 的幅值抽样来确定。对天线类似的采样处理过程是:具有有限口径 $D$ 的天线其辐射方向图 $E(\phi)$ ,可以通过一系列在角度上间隔 $\lambda/D$ 的幅度值来确定。图9.44(a)所示为方向图 $E(\phi)$ 及间隔 $\lambda/D$ 弧度的采样点。图9.44(b)中为确定天线方向图的抽样值 $E_s(n\lambda/D)$ 。通过在各采样点利用具有 $\sin(u)/u$ 形式的方向图以采样值 $E_s(n\lambda/D)$ 为幅度,可以重构天线方向图 $E_a(\phi)$ ,其中, $u = \pi(D/\lambda) \sin\phi$ 。方向图 $\sin(u)/u$ 称为构造函数。重构天线方向图表示如下

$$E_a(\phi) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} E_s(n\lambda/D) \frac{\sin[\pi(D/\lambda)(\sin\phi - n\lambda/D)]}{\pi(D/\lambda)(\sin\phi - n\lambda/D)} \quad (9.49)$$

式中,  $N$  等于总采样点数, 被假定为奇数。如图 9.44(c) 所示, 天线方向图可以通过间隔  $\lambda/D$  弧度的每个构造函数  $\sin(u)/u$  求和得到, 每个幅度加权值依照采样值  $E_s(n\lambda/D)$  确定。对应于式(9.49)表示的辐射方向图的口径照射可以表示如下

$$A(z) = \frac{1}{D} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} E_a(n\lambda/D) \exp(-j2\pi z/D) \quad (9.50)$$

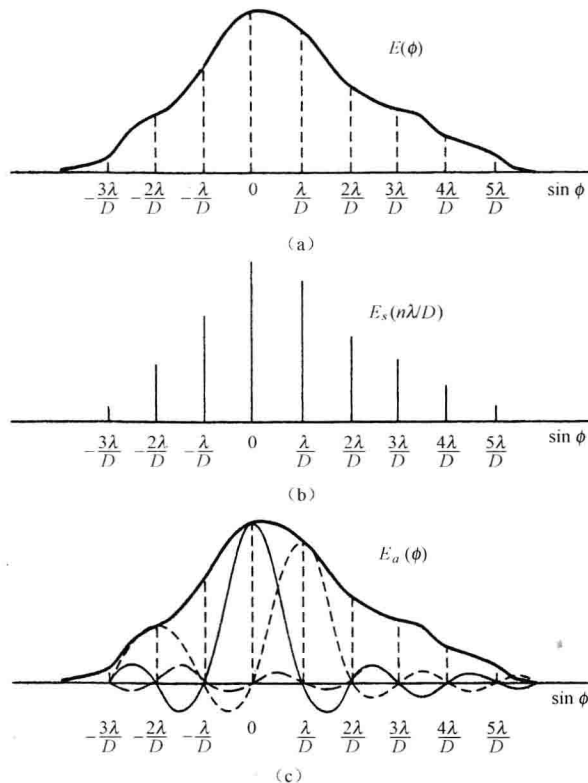


图 9.44 (a)画有间隔  $\lambda/D$  弧度抽样值的辐射方向图  $E(\phi)$ , 其中  $\lambda$  表示波长,  $D$  表示口径尺寸; (b)由(a)中所示的天线方向图得到的抽样值  $E_s(n\lambda/D)$ ; (c)使用构造函数  $\sin u/u$  重构得到的方向图  $E_a(\phi)$ , 近似于预期方向图  $E(\phi)$

伍德沃德-莱文森方法与傅里叶积分综合法的不同之处在于:前者得出的天线方向图在有限点上与预期方向图完全一致,而后者得到的辐射方向图相对预期方向图的均方误差最小。

### 余割平方天线方向图

这种天线的波束形状在一个面(通常是俯仰面)上的方向图与角度的余割平方成比例,而在其正交面上还是常规的窄波束。使用这种俯仰面方向图与  $\csc^2 \theta_e$  成比例的天线方向图的初衷是:只要目标飞行在一个固定的高度且假设地面是个平面,就能获得一个不随距离变化的回波信号(2.11节)。许多对空警戒雷达都设计成采用这种俯仰方向图。采用余割平方俯仰方向图的一个更重要的原因是在飞行高度高且距离近时,雷达具有比常规扇形波束天线方向图更加高的覆盖效率。在大部分现代对空警戒雷达中,采用修正覆盖来弥补地球的曲率,并且

能在高仰角短距离上比余割平方方向图提供更多的辐射<sup>[141]</sup>。这种高仰角的附加覆盖是必须的,它用来补偿在短距离范围因使用灵敏度时间控制(STC)而引起的增益降低。使用灵敏度时间控制后接收机在短距离范围内增益降低,以此来衰减可能出现的大量杂乱回波。余割平方方向图或其轻微变形,对必须保证对地面相对均匀覆盖的机载地面监视雷达也同样重要。

设计赋形波束的方法,如伍德沃德-莱文森或傅里叶积分法,都可用来得到余割平方方向图或其变种所需的口径照射。对于反射面天线,余割平方方向图可以通过调整反射面的形状来近似实现。例如,抛物面反射面的上半部分仍为抛物面,反射来自位于焦点的馈源的能量至方向平行于抛物面轴向——如同任意的其他抛物反射面天线。下半部分变形(稍微向前倾斜),控制一部分能量向上方辐射。这是一种非常简单的方法,但足以满足一些应用。

余割平方天线方向图也可以通过下面几种方法实现:(1)用两个或更多个喇叭做馈源的抛物面天线,(2)线阵,(3)由线阵或线源做馈源的抛物柱面,(4)点源作为馈源的双曲率反射面。例如美国空军的 AN/TPN-19 S 波段空间警戒雷达天线,采用的就是 12 个馈源喇叭馈电的偏馈抛物面,馈源喇叭组成垂直线馈源形式,其最上面的一个馈源喇叭位于抛物面的焦点。

**增益损失** 由常规天线变化出来的余割平方天线的增益小于常规天线的增益。这样的天线其增益降低的一个非常接近的估计可以表示如下

$$\frac{G_{\text{esc}}}{G} = \frac{\theta_0}{\theta_0 + \sin^2 \theta_0 (\cot \theta_0 - \cot \theta_m)} \approx \frac{1}{2 - \theta_0 \cot \theta_m} \quad (9.51)$$

式中, $G$  = 宽度为  $\theta_0$  的矩形天线方向图的增益,其在  $\theta = 0 \sim \theta_0$  范围内均匀辐射; $G_{\text{esc}}$  = 余割平方天线增益。其辐射从  $\theta_0$  到  $\theta_m$  与  $\csc^2 \theta$  成比例下降,余割平方方向图适用于最大角度  $\theta_m$  内(超过  $\theta_m$  无辐射)。式(9.51)右边的近似表达式适用于小的  $\theta_0$  和大的  $\theta_m$ (此外,假定  $\theta_0$  为矩形波束的波束宽度也会影响此表达式的精度)。如果  $\theta_0 = 6^\circ$ ,  $\theta_m = 20^\circ$ ,余割平方天线比宽为  $6^\circ$  的矩形波束增益减少 2.2 dB。为覆盖地面和解决 STC 的影响而采用的改良余割平方方向图,其增益更低。

### 理论和实际的天线方向图

本节中对于理论天线方向图的讨论基于天线方向图与口径照射的傅里叶变换关系。这已经被广泛接受并且广泛应用,但是它有其局限性。傅里叶变换关系非常适用于天线主波束及主波束附近的区域,但在远离侧射的角度时精度就较差,对于接近或超过  $\pm 90^\circ$  的区域能量辐射,也无法如实反映。

对于反射面天线,馈源的溢出辐射、馈源及馈源支架的遮挡、反射面的绕射,以及任何通过反射表面网孔的漏射都没有在傅里叶变换中考虑。任何天线的远场方向图还会受附近建筑物或其他障碍物的影响,它们会对天线的辐射能量产生遮挡或绕射。例如,船上的天线由于桅杆的遮挡,会导致 -40 dB 的峰值副瓣恶化到 -15 ~ -20 dB,甚至更高。由于结构或电气上的不准确度引起的口径幅相误差将会抬升远区副瓣电平,使其高于经典傅里叶变换关系确定的预期副瓣。这是下面所要讨论的主题。

## 9.12 误差对方向图的影响

实际天线的实测天线方向图与理论计算的方向图通常有偏差,尤其是远区副瓣。通常,错误并不来自理论,而在于由综合理论确定的所需口径照射是无法精确复制的。天线加工和馈电中都存在误差,它们虽小但永远存在。它们不可避免地干扰口径照射,使得方向图在细节上



与预期产生差异。

口径照射的误差可能是系统误差或随机误差。前者(通常)可以预测,而后者只能用统计方式来描述。系统误差的例子有:(1)反射面天线中馈源及其支架造成的口面遮挡,(2)阵列天线中单元间的互耦,(3)数字移相器离散相位值引起的量化瓣,(4)强迫馈电阵列中因失配引起的寄生副瓣,(5)天线加工过程中引入的周期性。随机误差包括:(1)天线加工或制造中因为施工技术的精度有限引起的误差,(2)移相器能够设置到要求相位的精度,(3)阵列天线校正时带来的误差,(4)天线表面的随机变形,(5)由跨越天线的温度梯度或风(一些情况下是重力)引起的机械和电信(相位)变化。虽然整个天线的随机误差可能相对较小,但是在低副瓣电平时会对副瓣电平(它也是较低的)有相对较大的影响。对于结构设计相似的两个天线来说,系统误差没有太大差异。相反,相同的设计并且结构相似的天线间随机误差是不同的。因此,对于随机误差的影响,要在基于对多个相似的天线统计平均分析的基础上讨论。

当没有可用的明确指导方针时,天线设计师通常假设天线的辐射波前与所需的波前相位相差不超过 $\pm\lambda/16$ ,其中 $\lambda$ 表示波长。由于反射面上的双程传播,因此反射面表面的机械精度必须控制在 $\pm\lambda/32$ 之内。将会看到,对于天线误差有可能得到更准确的标准,尤其是期望天线副瓣很低或超低副瓣天线时。本节讨论的误差更关注随机误差而不是系统误差(如果系统误差已知,它们对天线方向图产生的影响可以通过对包括系统误差的实际孔径照射进行傅里叶变换确定)。对于误差的讨论分为反射面天线随机误差的影响和相控阵天线随机误差的影响。

### 反射面天线的随机误差

随机误差对于天线方向图的影响的经典工作要归功于先驱 John Ruze<sup>[142]</sup>。对于小相位误差,他证明均方相位误差为 $\delta^2$ 的圆口径的增益 $G$ 近似为

$$G = G_0 \exp[-\delta^2] = \rho_a (\pi D/\lambda)^2 \exp[-(4\pi\epsilon/\lambda)^2] \quad (9.52)$$

式中, $G_0$ 表示天线无误差时的增益; $\delta$ 表示相位误差,相对于平均相位平面,以弧度表示; $\rho_a$ 表示口径效率; $D$ 表示圆口径天线的直径; $\epsilon$ 表示与波长 $\lambda$ 同单位的反射面均方根误差。上式中,表达式 $4\pi A_e/\lambda^2$ (本章前面已经讨论过)用来代替 $G_0$ 。对于给定的反射面尺寸 $D$ ,当误差小时,增益随着频率成平方倍增加,直到指数项开始显著影响。对式(9.52)求微分,并令其等于零,对波长求解得到 rms(均方根)误差为 $\epsilon$ 下增益最大时对应的波长为

$$\lambda_m = 4\pi\epsilon \quad (9.53)$$

在此波长上,增益比无误差时下降 4.3dB。由此相位误差引起的天线最大增益为

$$G_{\max} = \frac{\rho_a}{43} \left( \frac{D}{\epsilon} \right)^2 \quad (9.54)$$

当波长小于 $\lambda_m$ 时,增益随着波长的减小(频率的增加)而陡降。

反射面天线的增益受其表面制造及运转维护时的机械公差所限。在良好控制状态下天线精度最高可以达到约两万分之一。根据式(9.54),这样的天线在最大增益时的直径约为 1600 个波长,波束宽度约为 $0.04^\circ$ ,增益大约为 68dB。特殊用途的非雷达天线在制造时达到过的公差略微好一些,但是在天线工作中,通常要使用一些方法来测量反射表面并且通过反馈控制来自动校正表面。这样的天线是在受控的环境下工作的,这在实际的雷达应用中不一定能办到。因而实际中,雷达天线的尺寸很少有超过 300 个波长的,相应波束宽度大约为 $0.2^\circ$ 。

反射面天线的制造公差常用它的“峰值”误差而不是均方根误差来描述。实际中发现峰值误差和均方根误差之比通常为 3:1。由于制造过程中通常可以校正较大的误差,因此这种误

差截取是可以做到的。

当相位误差较小时,增益表达式(9.52)中的指数因子可以近似表示为

$$G \approx G_0 (1 - \bar{\delta}^2) \quad (9.55)$$

如要求天线增益损失小于 1dB,这个简单的式子表明相对于平均相位面的均方根相位变化应小于 0.45 弧度或  $26^\circ$ 。这就等同于均方根距离误差为  $\lambda/14$ 。然而,对于浅反射面天线,由于双程传播使得表面的均方根偏离应为上面值的一半,即  $\lambda/28$ ,对应增益下降 1dB。

Ruze 证明在特定条件下,反射面天线的辐射方向图会因大量的高斯形状的“凸起”而变形,这时方向图可表示为

$$G(\theta, \phi) = G_0(\theta, \phi) e^{-\bar{\delta}^2} + (2\pi C/\lambda)^2 e^{-\bar{\delta}^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\bar{\delta}^2)^n}{n! n} e^{-(\pi C u/\lambda)^2/n} \quad (9.56a)$$

式中,  $C$  表示误差的相关距离(在孔径的这个尺寸范围内误差不能认为是独立的),  $u$  在这里表示  $\sin\theta$ 。此方程的坐标系是天线理论中经典的坐标系,如图 9.4 所示,天线放置在  $xy$  平面。天线某个区域(相关距离)的误差电流假定独立于其他区域内的误差电流。相关距离的尺寸不仅影响由误差产生的寄生辐射的幅度的大小,也影响它的方向。对于小的误差,只需考虑第一项( $n=1$ ),则式(9.56a)变为

$$G(\theta, \phi) = G_0(\theta, \phi) e^{-\bar{\delta}^2} + (2\pi C/\lambda)^2 \bar{\delta}^2 e^{-(\pi C u/\lambda)^2} \quad (9.56b)$$

上式的第一项和式 9.56(a)一样,表示无误差时的方向图增益被一个依赖于均方根相位误差的因子所减小。第二项表示相位误差产生的平均副瓣电平值(不是仅就峰值的平均,而是平均值)。主波束附近的副瓣主要由口径照射的傅里叶反变换(式(9.10))确定,但是在远离主瓣后最终要小于误差副瓣,使得在远区角度的副瓣电平由误差来确定。当副瓣误差占主导时,平均副瓣电平与角度无关。

反射面天线中关于误差的其他情况包括如下。

1. Ruze 原先的分析<sup>[143]</sup>表明,误差副瓣与均方误差和以波长计量的相关距离的平方成比例。
2. 如果误差不可避免,它们应限制在较小的范围内;就是说,对于相同的机械公差,相关距离小的天线的副瓣电平小于相关距离大的天线的副瓣电平。沿天线长度大段的误差延伸造成的影响,比局部较大幅度的凸起或凹陷造成的更坏。因此,小的扰动如天线表面上的螺钉或铆钉对方向图造成的影响较小。

3. 频率增大带来相位误差和相关距离(以波长度量)的增加。因此当计入误差影响时,面积不变的天线,其增益不会像频率的平方那样迅速增加。

由于远副瓣区的辐射方向图更可能依赖于天线的制造精度,而不是特殊孔径照射的选择,因此实际中实现一个满意的天线方向图的过程中,机械工程师、熟练的机械工、技师是非常重要的。

### 相控阵列天线的随机误差

上面对于反射面天线误差的分析中,只考虑了相位误差的影响。在阵列天线中,还有其他因素引起方向图退化。这些因素包括阵列中每个辐射单元的电流幅度、相位误差,单元缺失或失效,单元相对正确位置的旋转和平移,移相器产生的相位误差,量化相移的影响,互耦引起的每个单元方向图的变化等。这些误差都会导致天线增益降低,副瓣电平升高,产生寄生副瓣及主波束位置的偏移。

除非指定天线的实际误差已知,否则天线的方向图是不可能预测的。相同类型的一组天线的辐射方向图的平均值或希望值,可以在基于随机误差的均方根的条件下计算出来。对天

线辐射方向图的统计描述对于组中某个特定天线并不适用,但是适用于用同样统计描述误差的相同天线的整个组。通常计算平均方向图,如果希望的话,其他的统计描述也能得到。

**由于误差造成的平均辐射方向图** 对于  $M \times N$  个各项同性单元,按照矩形栅格等间距排列的均匀平面阵的总体平均辐射强度方向图可以表示为<sup>[144]</sup>

$$\overline{|f(\theta, \phi)|^2} = P_e^2 e^{-\overline{\delta^2}} |f_0(\phi, \theta)|^2 = [(1 + \overline{\Delta^2})P_e - P_e^2 e^{-\overline{\delta^2}}] \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N i_{mn}^2 \quad (9.57)$$

式中,  $P_e$ ——一个单元正常工作的概率(或工作单元所占的分数);

$\delta$ ——相位误差(弧度),以高斯概率密度函数表示;

$\overline{|f(\theta, \phi)|^2}$ ——无误差方向图;

$\Delta$ ——相对振幅误差(以  $i_{mn}$  的分数形式表示);

$i_{mn}$ ——第  $mn$  个单元上的无误差电流。

同前面式(9.56)讨论的反射面误差方向图类似,第一项表示无误差的方向图被一个依赖于相位误差和有效单元所占分数的因子所减少。第二项表示由于幅相误差和有效单元所占的分数引起的统计平均副瓣电平。它也依赖于以电流  $i_{mn}$  给出的口径照射。第二项和角度无关,可认为是统计的无方向性方向图,称为误差副瓣。相对于无误差方向图,存在误差时第二项将抬高辐射方向图的远区副瓣;而主波束及近区副瓣形状无明显影响,除了受乘以通常较小的指数项的影响外(有时候振幅的均方根误差用 dB 表示。当用 dB 表示时,不是均方值取 dB 而是  $[1 - (\overline{\Delta^2})^{1/2}]^2$  的值。例如均方根误差为 0.1,等效于误差 0.9dB)。

如果  $P_e$  为 1(无失效单元)且误差很小,归一化辐射强度可通过式(9.57)除以主波束中心的最大辐射强度  $|f_0(0, 0)|^2$  得到

$$\overline{|f(\theta, \phi)|^2} \approx |f_{0n}(\theta, \phi)|^2 + (\overline{\Delta^2} + \overline{\delta^2}) \frac{\sum_m \sum_n i_{mn}^2}{(\sum_m \sum_n i_{mn})^2} \quad (9.58)$$

上式第二项表明单元数越大,误差副瓣电平越小。主瓣强度是相关的,随着单元数目的平方而增加,而误差副瓣是不相关的,只随着单元数目的增加而增加。单元为各向同性的侧射天线阵列的增益为

$$G_0 = \frac{(\sum_m \sum_n i_{mn})^2}{\sum_m \sum_n i_{mn}^2} \quad (9.59)$$

当  $i_{mn}$  = 常数时,  $G_0$  等于  $MN$ , 这表明各向同性单元阵列在均匀照射时的增益等于总的单元数。式(9.58)的归一化方向图可以重新写为

$$\overline{|f(\theta, \phi)|^2} \approx |f_{0n}(\theta, \phi)|^2 + \frac{(\overline{\Delta^2} + \overline{\delta^2})}{G_0} \quad (9.60)$$

第二项给出了平均误差副瓣电平。天线增益越大,误差对副瓣的影响就越小。(有时候,上式中第二项的分母以  $\pi G_0$  形式给出,其中  $\pi$  是所谓“理想”单元因子的增益。)

由式(9.60)给出的归一化总体平均方向图的组成在图 9.45 画出。纵坐标用 dB 表示。比主瓣峰值低  $G_0$  (用 dB 表示)的水平线,表示与方向性天线具有相同输出功率的全向天线的辐射。比峰值低  $G_0/(\overline{\Delta^2} + \overline{\delta^2})$  (用 dB 表示)的水平线表示误差副瓣的平均值,它不依赖于角度。误差副瓣对主瓣附近影响很小,但对于辐射方向图的远区部分则是主要影响因素。当然,

任何实际阵列天线的测出的副瓣都不会如此图中一样恒定。取而代之的是通常预期的副瓣辐射形状,但是它们的总体平均值将不随角度变化。

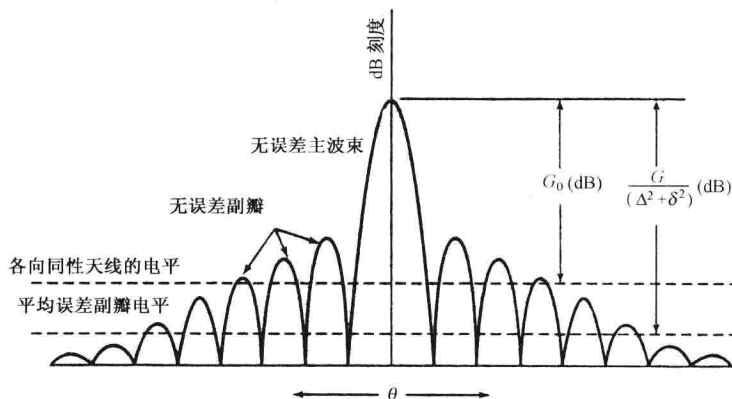


图 9.45 无误差辐射方向图和式(9.60)给出的平均误差副瓣电平的定性示意图

**增益损失** 将式(9.57)的辐射强度代入式(9.3)增益(或方向性)的定义中,可得

$$G/G_0 = \frac{P_e}{(2 + \Delta^2) \exp(\delta^2)} \approx \frac{P_e}{1 + \Delta^2 + \delta^2} \quad (9.61)$$

这表明增益的相对减小量与单元数目无关,仅取决于有效单元所占的分数和相对幅相误差的均方值。当  $P_e=1$  且  $\Delta=0$  时,这个适用于相位误差很小的表达式类似于用于反射面天线的式(9.55)。

**指向误差** 口径照射时的幅度和相位随机误差会引起主波束的指向误差<sup>[145,146]</sup>。如果跨越  $M \times M$  方阵的口径照射是均匀的,那么波束指向误差的统计均方根(用弧度表示)为

$$\delta \theta_0 = \frac{\sqrt{3}\sigma}{2\pi(d/\lambda)M^2} \quad (9.62)$$

式中,  $\delta$  = 假定归一化误差电流服从瑞利分布时的均方根值,  $d$  = 单元间距,  $\lambda$  = 波长,  $M$  = 方阵一维上的单元数目。由此表达式可以看出,误差对波束指向精度的影响一般是很小的。

#### 误差副瓣统计

上面已经考虑过误差副瓣的平均值。但是,雷达系统设计师大多经常关心峰值副瓣电平而不是平均值。实际的峰值无法预测,但可以基于统计进行描述。通常希望确定(或规定)一个副瓣不超过给定值的概率。这里给出 James K Hsiao<sup>[147,148]</sup>所提出的方法的概要。他给出三种方法来分析误差对峰值副瓣的影响。它们假定有误差的辐射方向图的统计分布服从瑞利概率密度函数。已在 2.5 节中使用它来讨论在噪声中进行信号的统计检测。虽然这三种方法是类似的,但这里仅考虑他在文章中描述的第二种方法。

由副瓣电平的瑞利累积概率, Hsiao 得到了一组曲线,如图 9.46 所示,它们对应的累积概率  $P$  的值的范围从 0.90 到 0.98。这幅图给出了峰值副瓣电平(横坐标)与阵列幅度和相位误差(纵坐标)之间的关系。横坐标实际是用 dB 表示的设计副瓣电平与所要求的副瓣电平之比(设计副瓣电平总要小于所要求的副瓣电平)。图 9.46 中纵坐标包括一个因子  $D$  以及相位和幅度的均方根误差, Hsiao 把  $D$  定义为

$$D = \sum_n \sum_m i_{nm}^2 / (\text{所要求的副瓣电平}) \quad (9.63a)$$

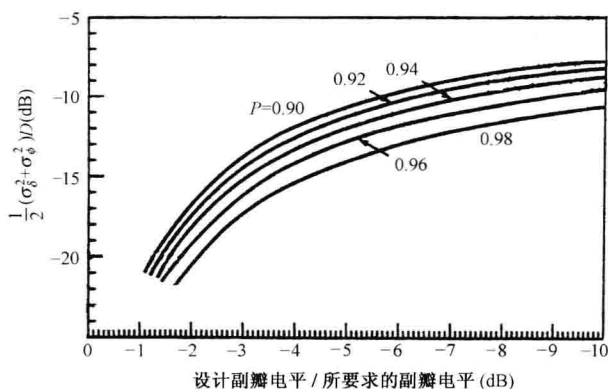


图 9.46 对应不同的累积概率  $P$  值,以设计副瓣电平与所要求副瓣电平之比(横坐标)为函数自变量来确定幅度误差均方根  $\sigma_a$  和相位误差均方根  $\sigma_\phi$  的曲线。累积概率  $P$  表示副瓣电平小于设计副瓣电平的概率。参数  $D = \sum i_{nm}^2 / \text{设计副瓣电平}$ ,其中  $i_{nm}$  表示第  $nm$  个单元上的电流幅度[摘录自 James KHsiao 的文章<sup>[147,148]</sup>]

式中,  $i_{nm}$  是第  $nm$  个单元上的电流幅度,由希望的口径照射确定。假定照射函数归一化,即  $\sum_n \sum_m i_{nm} = 1$ 。按照 Hsiao 的方法,考虑一个 100 个单元的线阵,它设计成口径照射为具有  $-40\text{dB}$  的等副瓣切比雪夫分布(本章前面已经提到如此低副瓣的切比雪夫在实际中很难实现,这里只是为了说明过程)。于是设计副瓣为  $-40\text{dB}$ 。在本例中,希望阵列的最大副瓣不要大于  $-37\text{dB}$ (所要求的副瓣电平)的概率为 0.90。设计的副瓣电平与所要求的副瓣电平之比(图 9.46 的横坐标)为  $-3\text{dB}$ 。从图中可以看出,取概率  $P$  等于 0.90,横坐标为  $-3\text{dB}$ ,在图 9.46 中的纵坐标得到  $-14\text{dB}$ 。对于  $40\text{dB}$  切比雪夫方向图的口径照射来说,  $\sum_n i_n^2 = -19\text{dB}$ ,那么  $D = -19 + 37 = 18\text{dB}$ ,则幅相误差的均方值为  $-29\text{dB}$ 。如果令相位误差和相对幅度误差相等,则相位公差的均方根为  $1.44^\circ$ ,而相对幅度公差的均方根为 0.025 或 0.22dB。这样的公差十分苛刻和难以实现。图 9.47 描述了无误差的  $-40\text{dB}$  切比雪夫方向图连同累积概率为 0.9 时给定副瓣不超过  $-37\text{dB}$  的方向图。

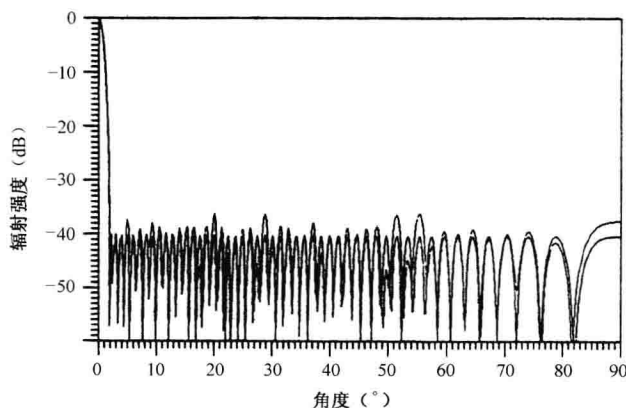


图 9.47 设计副瓣为  $-40\text{dB}$  的 100 个单元的线阵的无误差切比雪夫方向图以及由于误差实际得到的方向图,其中  $P = 0.9$ ,所要求副瓣电平  $= -37\text{dB}$ ,幅度误差均方根  $\sigma_a = 0.025$ ,相位误差均方根  $\sigma_\phi = 1.44^\circ$

如果设计副瓣电平为 $-45\text{dB}$ 而不是一 $-40\text{dB}$ ,且要求的副瓣电平仍为一 $-37\text{dB}$ ,发现相位公差将为 $2.6^\circ$ ,幅度公差为 $0.045$ ,虽然也十分苛刻,但没达到较高设计副瓣时的难度。

公差要求这么苛刻,并不是所要求的副瓣电平很低的缘故,而是天线单元数目太少的原因(本例中线阵为 $100$ 个单元)。对于大型平面阵,其公差就较容易实现。为了说明这一点,Hsiao 证明对一个方向性增益为 $40\text{dB}$ ,所要求的副瓣 $-40\text{dB}$ ,设计副瓣 $-43\text{dB}$ ,概率为 $0.9$ 的平面阵,此时相位公差的均方根为 $6.6^\circ$ ,幅度公差的均方根为 $0.12$ 。如果设计副瓣降为 $-48\text{dB}$ ,此时相位公差的均方根为 $12.3^\circ$ ,幅度公差的均方根为 $0.21$ 。

当用低的设计副瓣使公差提高而容易实现时,要为此付出代价。设计副瓣低导致天线的半功率波束宽度增加,甚至天线方向图中第一零点的宽度增加更大。另一种说法是,如果要维持波束宽度不变,就需要更大的口径。

Cheston 和 Frank<sup>[149]</sup>还提出了另外一种确定公差的方法来确保副瓣电平低于要求的值,这与上面的方法略有不同。

#### 数字移相器的量化效应<sup>[150,151]</sup>

移相器不管模拟的还是数字的,都不可能十分准确按照预定的值进行移相。都会或多或少地产生误差,它们对天线方向图的影响可以通过上小节中的方程来确定。因采用数字移相器而产生的相位量化,将会给预期的口径照射引入一种不同类型的“误差”,并与随机误差造成的方向图退化类似。

**增益损失** 通过式(9.61)中令 $P_e=1, \overline{\Delta^2}=0$ ,并且假定 $\overline{\delta^2}$ 很小,存在相位误差的阵列天线的增益就可得到

$$G = G_0(1 - \overline{\delta^2}) = \left(1 - \frac{\pi^2}{3 \times 2^{2B}}\right) \quad (9.63b)$$

等式右边是通过假定 $B$ 位数字移相器的相位误差服从均匀概率密度函数(参见2.4节),范围是 $\pm\pi/2^B$ 而得到的。由式(9.63b)可以得出,3位数字移相器导致增益损失 $0.23\text{dB}$ ,4位数字移相器有 $0.06\text{dB}$ 的增益损失。因此,基于数字相位量化造成天线增益损失来看,3位或4位移相器就可以满足大多数情况下的需要了。

**副瓣抬升** 除了降低主波束的增益以外,数字移相器的相位量化还带来均方根副瓣电平的增加。如果假定:(1)主瓣增益降低造成的能量损失转移到副瓣上,带来均方根副瓣电平的增加;(2)对于主瓣和副瓣,单元增益是相同的(在阵列扫描空间区域内);(3)由于口径照射的影响允许增益有 $1\text{dB}$ 的衰减;(4)扫描时衰减 $1\text{dB}$ 。这样由于相位量化造成的副瓣电平为

$$\text{均方根副瓣电平} \approx \frac{5}{2^{2B}N} \quad (9.64)$$

式中, $N$ =阵列总的单元数目。如果阵列有 $4000$ 个单元,采用3位移相器时的均方根副瓣低于主瓣 $47\text{dB}$ ,如果采用4位移相器均方根副瓣为一 $53\text{dB}$ 。因此3位或4位移相器已经可以满足多数大阵列的要求,除非要求非常低的副瓣电平。

**峰值量化瓣** 上面计算均方根副瓣电平时都是假定口径上的相位误差是随机分布的。然而,数字移相器的实际相位分布是周期性的,这将带来类似于栅瓣而幅度较小的寄生量化瓣。雷达系统设计师多数情况只关注最大量化瓣,而不是均方根副瓣。当相位误差为三角形形式的重复分布时,相对于主波束的峰值量化瓣为

$$\text{峰值量化瓣} = 1/2^{2B} \quad (9.65)$$

上式适用于波束指向接近侧射且在相位量化误差的一个周期内有较多的辐射单元的情况。此时量化瓣的角度位置  $\theta_q$  为

$$\sin\theta_q \approx (1 - 2^B)\theta_0 \quad (9.66)$$

式中,  $\theta_0$  是主波束扫描到的指向角。

式(9.65)是对峰值量化瓣的乐观的估计。当单元间距恰好等于相位量化周期的一半或者整数倍时,会出现最大相位量化副瓣。当单元间距为半波长,量化副瓣出现在角度  $\sin\theta_q \approx \sin\theta_0 - 1$  时,其值为

$$\text{峰值量化副瓣} \approx \frac{\pi^2}{4} \frac{1}{2^{2B}} \frac{\cos\theta_q}{\cos\theta_0} \quad (9.67)$$

数字移相器相位量化引起的峰值量化副瓣会很大。当它们有害时,就要想法降低它。一种降低峰值量化副瓣的方法是采用相位量化随机化的方法。在到每个单元的路径中插入一个常数相移,它的值与移相器一位相位的大小无关且各辐射器间都不相同,而后送给移相器的移相指令中减去这个附加相移(对于空馈阵,像透镜阵或反射阵,阵列的几何形状本身就具有的(decorrelation)去相关特性)\*。

**波束指向误差** 根据 C. J. Miller<sup>[151]</sup> 的分析,由于量化造成的最大指向误差  $\Delta\theta_0$  为

$$\Delta\theta_0 = \theta_B \frac{\pi}{4} \frac{1}{2^B} \quad (9.68)$$

式中,  $\theta_B$  是波束宽度。例如对于 4 位移相器,允许的最大角度指向误差  $\Delta\theta_0/\theta_B = 0.05$ 。使用数字移相器可以实现很小的扫描步进。例如,对于 100 单元的线阵采用 3 位移相器,可以按大约 0.01 个波束宽度的步进进行扫描<sup>[149]</sup>。

### 9.13 低副瓣天线

天线方向图的最大副瓣通常但不总是临近主瓣的第一副瓣。传统的反射面天线的最大副瓣电平大约在主瓣峰值  $-23 \sim -28\text{dB}$  之间。如果要求副瓣在  $-35 \sim -40\text{dB}$  之间,用普通方法设计的常规反射面天线通常很难实现。对于某些雷达的应用,要求副瓣很低。例如机载高脉冲重复频率的脉冲多普勒雷达,如 3.9 节讨论过的 AWACS 系统。这种高脉冲重复频率雷达会探测到多次往返的杂波回波信号,它们通过副瓣进入雷达接收机中。这些副瓣杂波足大到限制机载多普勒雷达的性能。第一个具有超低副瓣的雷达天线是由原西屋电气公司在 20 世纪 60 年代中期为 AWACS 系统研制的,其副瓣电平较传统天线的副瓣电平低了近三个量级。低副瓣天线也有助于对抗敌方通过副瓣进入接收机的噪声干扰。它还有助于对抗对雷达辐射寻的反辐射导弹以及增加敌方截取接收机的任务难度。低副瓣伴随而来的是高代价。这样的天线必然需要更高精度,更复杂,且它们的波束宽度也要展宽,它们还需要工作在一个无障碍的环境里。

表 9.2 列出 Evans 和 Schrank 提供的几种典型低副瓣天线的性能<sup>[152]</sup>(在他们的文章中作者指出:“在试验中通过调整相位和幅度可以有 5dB 的改善量”,因此我擅自在他们文章的原

\* 译注:其结构特点是空间程差附加了一个球面的相移,以  $2\pi$  量化后的剩余相移的影响效果,类似于这里的附加随机相移。



稿基础上给这些数据增加了 5dB)。表中所提到的相控阵天线没有进行角度扫描。

过去对什么是低副瓣并没有公认的定义。Schrang<sup>[153]</sup>建议低副瓣定义为 $-30 \sim -40\text{dB}$ , 超低副瓣的定义为低于 $-40\text{dB}$ 。这些值可能应该更低,也可以认为 $-40\text{dB}$ 的副瓣为低副瓣, $-50\text{dB}$ 的副瓣为超低副瓣。

在涉及获得低副瓣电平的难度中,最大副瓣电平并不总是一个好的度量。因为天线增益越大,得到低副瓣就越容易(相对而言)。对于天线设计师来说,实现低副瓣难度的一个更好的度量是最大副瓣电平比全向天线的电平值低多少,全向天线的电平值比主瓣峰值低 $1/G_0$ ,  $G_0$ 是天线增益。低副瓣或超低副瓣天线的最大副瓣要比全向天线的电平值低 $10 \sim 20\text{dB}$ 。因此,如果天线增益为 $30\text{dB}$ ,那么它的副瓣电平要低到 $-40\text{dB}$ 或 $-50\text{dB}$ 。从式(9.60)的第二项可以看出均方误差 $\overline{\Delta^2} + \overline{\delta^2}$ 同所要求的最大副瓣电平乘以天线增益 $G_0$ 相比要小。因此对于给定的相对主瓣的最大副瓣值,增益越大,误差也可以放大。

为了获得低副瓣,天线必须满足以下要求:(1)采用合适的口径照射,从理论上可以提供所要求的低副瓣并且可以实现;(2)制造和维护的精度要很高;(3)在口径附近无遮挡。不管阵列天线还是反射面天线都可以实现低副瓣,只不过相对反射面而言阵列天线更容易实现。

#### 低副瓣的口径照射

9.11 节讨论过的泰勒分布经常用来实现低副瓣天线。泰勒分布的特性取决于参数 $\bar{n}$ ,距离主瓣最近的 $\bar{n}-1$ 个副瓣电平相等。超过第 $\bar{n}$ 个副瓣,副瓣电平下降。对于圆形孔径,泰勒分布的远区副瓣以 $(\sin\theta)^{-3/2}$ 下降。如 9.11 节所述,必须正确选参数 $\bar{n}$ ,使泰勒分布可实现。

表 9.2 低副瓣天线的性能

天线类型	最大副瓣电平	均方根副瓣电平	带宽
波导裂缝天线	$-50\text{dB}$	$-60\text{dB}$	10%
并联馈电阵	$-45\text{dB}$	$-55\text{dB}$	60%
反射面天线	$-45\text{dB}$	$-55\text{dB}$	60%

图 9.48 来自 Warren White 的报告<sup>[154]</sup>,描述了连续圆口径的泰勒方向图归一化波束宽度 $\beta$ 与最大副瓣电平和参数 $\bar{n}$ 之间的关系。半功率波束宽度为 $\theta_B = \beta(\lambda/D)$ 。 $\bar{n} = \infty$ 的曲线对应于切比雪夫照射,当然这是不可能实现的。比较 $\bar{n}=5$ ,副瓣电平为 $-25\text{dB}$ 和 $\bar{n}=15$ ,副瓣电平为 $-60\text{dB}$ 这两种情况,当副瓣电平从 $-25\text{dB}$ 降到 $-60\text{dB}$ 时,半功率波束宽度增加约 1.4 倍。泰勒分布的零值宽度增加更快;相同的副瓣变化范围,零点波束宽度增加约 1.9 倍。因此低副瓣的一个代价是随着副瓣降低,波束宽度增加。增益也随着副瓣的降低而减小。如果在保持波束宽度不变的情况下降低副瓣,天线口径的尺寸就要增大。

9.11 节的图 9.43 表明具有泰勒分布的孔径照射并不总能实现,因为在口径边缘要满足所要求的电流形状很难。为了获得实用的泰勒分布,必须适当选取参数 $\bar{n}$ 。可以实现的泰勒分布的合理准则就是口径照射必须是单调下降,在口径边缘的斜率为零,并且不会变为正值。Ludwig<sup>[155]</sup>指出:对于圆口径,要满足 $-40\text{dB}$ 的副瓣 $\bar{n}$ 不能够大于 7,满足 $-50\text{dB}$ 的副瓣 $\bar{n}$ 不能大于 11,满足 $-60\text{dB}$ 的副瓣 $\bar{n}$ 不能大于 16。但是 $\bar{n}$ 的值也不能过小,要满足 $-30\text{dB}$ 的副瓣 $\bar{n}$ 至少为 3,要满足 $-40\text{dB}$ 的副瓣 $\bar{n}$ 至少为 4<sup>[156]</sup>(这里给出的是圆口径的泰勒分布所取的 $\bar{n}$ 值,与 9.11 节提到的线源的泰勒分布所取的 $\bar{n}$ 值略有不同)。

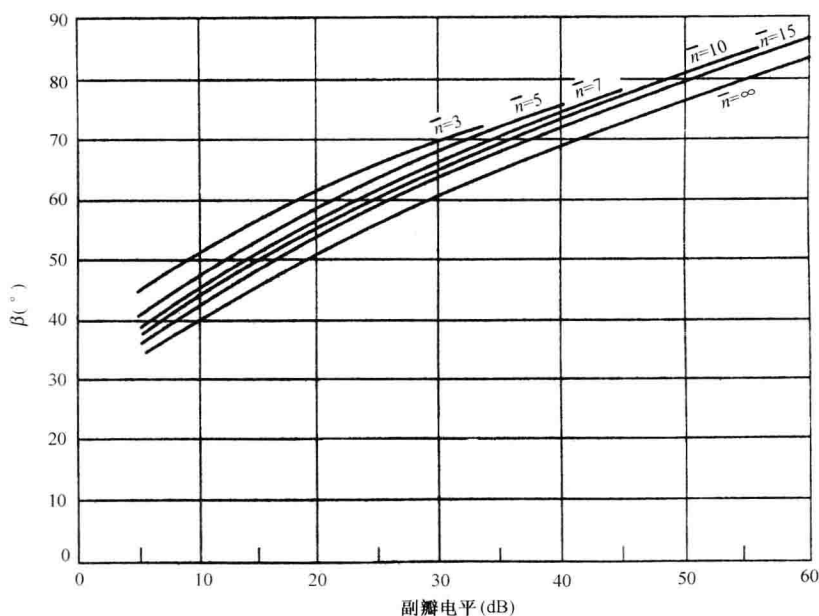


图 9.48 归一化波束宽度  $\beta$  与副瓣电平以及参数  $\bar{n}$  之间的函数关系图。其中,半功率波束宽度  $\theta_B = \beta\lambda/D$

### 低副瓣方向图的实现

上文中已经指出,孔径照射必须能够实现。此外如上文所描述,所要求的孔径照射必须可保持。口径照射的相位和幅度公差也必须加以确定。如图 9.47 所讨论的,要求的误差公差会非常苛刻。Schrack<sup>[153]</sup>指出,对于低副瓣阵列天线,除了控制随机误差以外还要控制系统误差以及互耦。可以适当地用计算机辅助设计对互耦进行补偿。必须通过装配时严格控制公差及仔细加工来控制系统误差,系统误差通常会影响近区副瓣并产生寄生瓣。如我们看到的,随机误差影响远区副瓣。根据 Schrack 的分析,随机误差是决定副瓣能达到多低的水平的最终限制。

**孔径遮挡** 低副瓣天线必须工作在无障碍的环境中,以达到保持低副瓣的目的。天线前方的任何障碍物都将改变天线方向图并引起副瓣的抬升。这些障碍物包括附近的建筑和树木。无障碍工作环境的要求是 AWACS 天线[图 3.45(b)]架设在机身上方的缘故。它很难避免尾翼对它的遮挡,但架高天线可以将机身结构和发动机的影响降到最小。天线安装在一个旋转天线罩内,它随天线同步旋转,保证天线总是观察到相同的天线罩环境。

孔径遮挡对副瓣造成影响的典型例子就是船上桅杆或其他上层建筑对天线遮挡产生的影响<sup>[157]</sup>。不管天线的副瓣在自由空间可以达到多么低的水平,只要障碍物对其辐射进行部分遮挡,它的副瓣电平就会大大升高。舰载雷达天线避免遮挡的方法是将天线架设在桅杆顶部。在设计新型舰船的时候可以这样做,但将很重的天线架设在老式舰船桅杆的顶部是很困难的事情,因为它所有放在桅杆顶部的重量和力矩的容量已经用尽。

当发生遮挡时有两个因素导致天线副瓣的升高。一个就是部分波束被遮挡,等效于切除了一部分口径照射。换句话说,就是有效口径照射被修改了。另外一个因素就是障碍物会在新方向散射辐射的能量,从而目标回波或杂波回波会以假目标形式出现在一个错误的方向。

当桅杆遮挡的影响导致能量从其他方向散射来时,雷达就会认为此时散射回波的方向就是当时波束指向。修整桅杆形状或覆盖吸收材料可以减少产生虚假回波的散射信号,但是不能减少因切除部分孔径照射引起的方向图的失真。

由于桅杆遮挡引起的主瓣和副瓣电平的变坏是很难避免的。桅杆通常是用钢做的,但是即使是用介质做成的桅杆也会产生类似的遮挡效应。通常计算其散射效应时,模拟桅杆为圆柱形,但船上实际桅杆的形状比圆柱形复杂得多。避免孔径遮挡的一种方法是采用环绕舰艇分布的四面相控阵天线,使其没有一个面会看到桅杆。但是,这也并非十分理想,因为海上的情况很复杂,当船倾斜或滚动很大角度时甲板或舰上的上层建筑仍然会带来孔径遮挡<sup>[158,159]</sup>。

**天线罩对副瓣的影响** 当传播通过天线罩时,信号的幅度和相位会发生改变,并会限制副瓣可以达到多低的电平。天线罩空间金属框架几何形状的周期性会限制它使用在低副瓣天线上。用薄介质材料制成的充气“袋”让低副瓣通过的能力比空间金属框架要好。放置在飞机前端雷达天线外面的符合空气动力学形状的天线罩也对获得低副瓣带来妨碍。雷达设计师对这种天线罩形状无法进行过多的控制,这是因为天线罩的形状首先要满足结构强度要求并满足空气动力学要求。天线罩的设计还必须抵挡飞鸟的撞击、雨水侵蚀、雷击等。为了防止雷击,天线可包封在一个金属杆组成的笼中。天线罩会引起辐射波的相位和幅度的变化,从而导致衰减和失真。被天线罩内表面散射的能量会导致副瓣的产生,即“罩闪烁瓣”。某些情况下<sup>[160]</sup>,闪烁瓣的峰值可以在比主波束低 40dB 的量级。因此,天线在天线罩里面更难获得低副瓣。如果要满足低副瓣的要求,必须确定并且修正罩子对方向图的影响。要记住,在像 AWACS 系统的低副瓣天线和天线罩的情况下,安放在机身上方的罩子的影响可以成功地处理。

### 无副瓣阵列

在寻求低副瓣天线的过程中,人们也许会问:“如果没有副瓣天线会像什么样子?”一个单元间距为半波长,单元上电流取二项式展开系数的直线阵天线的方向图可以做成没有副瓣。无副瓣天线由 J. S. Stone 提出且在 20 世纪 20 年代末获得专利。Leon Ricardi<sup>[161]</sup>给出它的波束宽度为  $(0.975)/(N-1)^{1/2}$  弧度方向性,增益等于  $1.77N^{1/2}$ ,其中  $N$  表示单元数目。尽管天线没有副瓣但是主瓣非常胖(能量总要辐射出去),感兴趣的孔径中心和边缘的电流之比很大,且其增益只随着孔径尺寸的均方根增加而增加。例如,九单元的二项式直线阵各个单元上的电流比例为:1,8,28,56,70,56,28,8,1。孔径中心和边缘的电流比为 70:1。由于很多原因,绝对无副瓣的天线方向图性能很差,它不是雷达设计师作为设计的目标。

据说,如果高斯方向图的标准偏差等于  $(L\lambda/8)^{1/2}$ , $L$  表示天线的尺寸,那么在单元数大于 5 的定向阵列的高斯辐射方向图就近似等于无副瓣的二项式照射形成的方向图<sup>[162]</sup>。

### 低副瓣天线实例

第一个低副瓣天线是用于 AWACS(E3A)机载预警和控制系统的 S 波段 AN/APY-1 雷达<sup>[152]</sup>。如上文中所提到的,具有很低副瓣的天线主要用来抑制大量杂波回波信号通过副瓣进入接收机。图 9.49 所示的天线包括 30 根裂缝波导,称为“棍”。它们从一端馈电(串联馈电)。宽 24 英尺(7.3 米),高 5 英尺(1.5 米),封装在一个旋转天线罩内,可以在方位面以 6rpm 的速度机械旋转。这是一个坚固的天线,以保持它的机械公差。

**裂缝天线阵** 串联馈电的裂缝天线阵,例如端馈的 AWACS 天线,非常适合作为低副瓣天线,因为裂缝天线可以方便地得到所需要的孔径照射。裂缝可以用高精度的数控机床铣出,具有

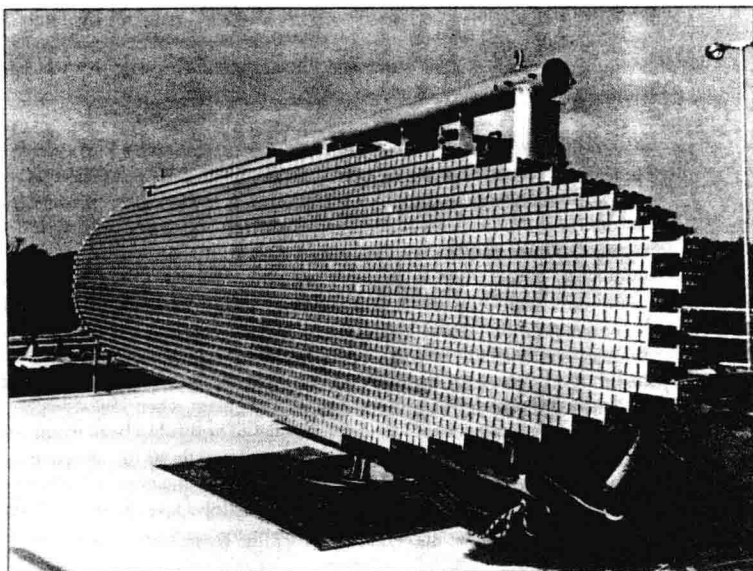


图 9.49 AWACS 中 AN/APY-1 雷达的低副瓣裂缝天线阵

坚固的机械结构;与传统的反射面天线相比,不存在孔径遮挡。为了获得预期的低副瓣,在设计时,每根棍上的裂缝之间的互耦,以及棍与棍之间的互耦要适当考虑。裂缝可以开在波导的宽边或者窄边(AWACS 采用的是窄边裂缝)。窄边裂缝必须倾斜一个角度,以便能从波导中耦合能量。裂缝的倾斜将会产生交叉极化辐射,在某些系统应用中要尽量抑制。由于相邻裂缝辐射单元的相位反转(为了补偿行波波导中的相位)所带来的周期误差,也要尽量抑制避免。

端馈或者任何一个串联馈电的裂缝阵通常不是宽带系统,因为频率变化时辐射波束也会偏斜(改变角度)。对于窄带信号这并不是严重的问题,因为在测量角度时波束指向相对于天线的辐射方向是已知的并且可以进行补偿。这样的天线辐射宽带信号时,波瓣会展宽或拖尾模糊。所以如果低副瓣天线要求信号宽带时,就要采用并联馈电的天线阵。

**并联馈电的平面天线阵** 如果从天线输入端到每个阵单元的路径长度相等,采用并联馈电的平面阵可以满足宽带工作的要求。因为辐射单元之间的路径长度相等,所以频率的改变不会带来单元之间相位的变化,这不像串馈阵。并联馈电的馈电网络不像串联馈电网络那么简单。为了得到低副瓣所需要的精确孔径照射,连接每个辐射单元的耦合器及分支线必须格外精确。在这种馈电系统中,介质的使用必须降到最小的程度,因为频率改变时介质将导致相位的变化。以最少量的介质支撑的微带传输线,在满足功率要求的情况下可以使用。对于并联馈电系统来说,小的公差以及系统复杂程度使其远比串馈裂缝阵列成本高且更复杂,当然这是为实现宽频带工作还要求低副瓣所付出的代价。因为复杂性更高,所以表 9.2 中显示出并联馈电系统比裂缝天线阵副瓣高。

**电扫低副瓣阵** 对于电扫阵天线来说,要得到低副瓣就更加困难了(AWACS 系统的宽垂直波束能在有限的俯仰角度内电扫,这和天线同时在方位和俯仰进行大范围扫描的情况不一样)。移相器将引入误差,如果是数字式,还必须提高移相器的位数以抑制寄生副瓣。移相器的位数必须要 6 位到 8 位,而不是常规副瓣电平天线可接受的 3 位或 4 位。当天线波束电扫时,由于单元之间互耦效应不断变化,所以互耦的影响将更难修正。由多个子阵组成的天线

阵也会产生周期性误差,形成高副瓣。子阵,尤其是大子阵,是实现低副瓣的一个大问题。

W. Patton 研究了低副瓣相控阵天线的额外成本<sup>[163]</sup>。根据对三种不同的阵列分析,每种都有 40dB 的方向增益,但副瓣电平有 6dB 的步进的差别。他总结出:当天线尺寸保持不变的情况下,每降低 1dB 副瓣电平,建造相控阵天线的成本要增加 2.3%;当天线波束宽度保持不变的情况下,每降低 1dB 副瓣电平,建造相控阵天线的成本要增加 3.2%。

**FASR——一种电扫低副瓣阵列雷达**<sup>[164]</sup> 这是第一个电扫低副瓣相控阵雷达。FASR (阵面固定式监视雷达)是海军研究所研制的一种试验型 UHF 雷达,通过绕船安装四个固定式相控阵以避免桅杆或其他建筑带来的遮挡,验证雷达在舰载环境下如何获得低副瓣。一个单阵天线是 32 英尺 $\times$ 12.5 英尺,297 个辐射单元按 11 行 27 列排列。虽然物理尺寸不小,但是单元数目较少,所以增益不高。因而比高增益天线(具有更多的单元)更难得到低副瓣(公差要求严格)。FASR 的设计副瓣电平为-40dB,采用 6 位数字二极管移相器。 $5\times 12^\circ$ 的波束在方位面扫描  $120^\circ$ ,俯仰扫描  $90^\circ$ ,产生单脉冲和、差波束。侧射时达到-40dB 的副瓣,而波束扫描时副瓣轻微抬高。相对于和波瓣,差方向图也实现了-40dB 的副瓣。

**抛物反射面**<sup>[165]</sup> 在雷达应用中,抛物反射面有很多优点,只是很难用反射面实现低副瓣。实现低副瓣需要做下面这些工作。

1. 为了避免后向泄漏,采用实体反射面而不是网孔反射面。
2. 馈源系统要以低能量照射反射面边缘,不仅为了得到一个高台坡照射,也在为了使溢出引起的副瓣能量最小。
3. 在边缘合适位置安置吸收材料或屏蔽,使得反射面边缘溢出的能量削弱。
4. 为了适当控制孔径照射,馈源系统需要包括多个馈源喇叭或辐射器。
5. 馈源系统不应产生孔径遮挡,这导致使用偏馈反射面。
6. 由于反射面表面的双程路径,使得其机械公差要求比阵列要好两倍。

Scudder<sup>[166]</sup>描述了一种采用偏馈反射面的 S 波段三坐标对空警戒雷达的设计,其反射面宽 20 英尺,高 12 英尺,带宽为 600MHz。其方位面波束宽度为  $1.4^\circ$ 。安放 7 个波纹喇叭做馈源,在  $0^\circ\sim 20^\circ$  的仰角范围内提供 7 个重叠的波束。用一个以上的馈源喇叭,形成每个俯仰波束。在反射面的顶部和底部放置吸收材料,抑制溢出辐射。对工作在  $K_a$  波段的 1:10 的缩比模型进行测试,主瓣附近的副瓣电平为-40dB,然后迅速下降到低于-50dB,远区副瓣达到-60dB。

另外一个例子是 William 等<sup>[167]</sup>所描述的。他们的椭圆形的反射面长轴为 45 个波长,短轴为 15 个波长,能产生方位波束宽度  $1.7^\circ$ ,俯仰波束宽度  $5^\circ$ 。馈源是偏置的四圆锥喇叭阵。设计的孔径照射可以产生-50dB 的最大副瓣。低副瓣设计的代价是波束宽度相对圆口径均匀照射时变宽 1.47 倍。其 X 波段模型产生-43dB 的副瓣,作者认为这是由于从馈源支撑杆产生的溢出辐射造成的。

在实现低副瓣方面,偏馈抛物柱面天线要比其他反射面天线有较大的优势,因为线源馈电(可以是线阵或盒形)在控制孔径照射方面比普通的抛物面天线使用的一个或多个喇叭馈源要好<sup>[168]</sup>。如果用并馈线阵,其中采用等长线对辐射器馈电的话,天线会获得比串馈宽得多的带宽。

### 低副瓣方向图的测量

低副瓣天线方向图的精确测量需要一个很好的方向图测试场,尤其是对零深感兴趣时<sup>[169]</sup>。方向图测试场必须足够大,以消除距离有限时波前曲率对测量精度的影响。对于常

规天线,天线工程师采用的经验准则是天线和方向图测量源之间的距离至少  $2D^2/\lambda$ ,其中  $D$  表示天线口径, $\lambda$  表示波长。这在副瓣大约为  $-30\text{dB}$  时是适用的;但不适于更低副瓣电平。然而 Hacker 和 Schrank<sup>[170]</sup> 指出,这个测试距离对宽角度的(远区)副瓣精确测量还是令人满意的,但对临近主瓣的第一、第二副瓣测量不能精确测量。另一方面,如果整个天线方向图要在  $0.5\text{dB}$  测试精度下得到,那么对于第一副瓣为  $-50\text{dB}$  的泰勒分布的方向图测量时,测试距离必须大于  $8D^2/\lambda$ 。Hansen 指出,当采用泰勒  $\bar{n}$  线孔径照射时,如果要求误差小于  $1\text{dB}$  或更小时,测量  $-40\text{dB}$  的副瓣的最小距离为  $6D^2/\lambda$ <sup>[131]</sup>。测量  $-60\text{dB}$  的副瓣的最小距离为  $12D^2/\lambda$ 。

### 低副瓣的系统含义

在杂波严重时,天线低副瓣对于脉冲多普勒雷达获得预期的性能十分重要。它也能有效地降低副瓣干扰的影响,增加敌方截取接收机和反辐射导弹工作的难度。但是,低副瓣要付出代价,这包括经济上和性能上的代价。

与常规的抛物反射面天线相比,低副瓣天线更昂贵,刚度较差,重量更重,更严格的机械和电信公差,维护更困难。如上文所提及,副瓣越低,增益越低,波束越宽。如果一个大天线不能保证窄的波束宽度,那么宽波束意味着差的角度分辨率和精度,对主瓣干扰更敏感,更多的杂波信号就会通过主瓣进入接收机。机载多普勒雷达若要检测地面上低速运动的车辆,它们的多普勒频移靠近主瓣杂波,具有常规副瓣电平但波束窄要比低副瓣宽波束更重要。

为了避免抵消低副瓣的好处,天线必须工作在无障碍环境下,要求没有障碍或近物体对辐射能量造成阻挡和散射。当低副瓣天线必须使用天线罩时,必须特别考虑天线罩的设计以避免副瓣的抬升。通常天线罩(旋转天线罩)随天线一起旋转,以保证天线旋转时候的天线罩环境相同。

和大多数事物一样,低副瓣天线既有好的方面也有差的方面。它们并不能到处使用,它们仅应用于考虑其优良特性胜过其缺点时。

## 9.14 相控阵雷达的成本

相控阵雷达的成本通常要高出采用常规机械扫描天线的雷达,但是它可以提供其他天线不能实现的独特性能。目前,相控阵雷达主要用于军事目的,因为相控阵独有的性能有时足以补偿它高额的成本。因其高成本而在民用上很少使用,因为价格是市场竞争主要考虑的因素。研究如何降低相控阵雷达的成本,使其在军事和民用上更有竞争力,还是很有意义的。

### 影响相控阵雷达成本的因素

Tang 和 Brown<sup>[171]</sup> 声称,相控阵的成本问题由下列因素决定。

- 常规相控阵中大量的分立组件都要单独制造、装配、测试、安装。
- 组件的成品率,尤其是使用单片高功率芯片的固态放大器。
- 所花费的劳动。
- 对个别雷达系统的有限产量,不适宜进行大投资上专用生产线和用专用生产工具。这些都可以大大降低制造成本。

上面四类仅是问题的一部分。成本还取决于具体的雷达结构,多功能操作的使用程度,操作雷达系统的计算机软件和雷达频率。下面将逐一予以简单讨论。

### 雷达结构对成本的影响

9.9 节讨论了相控阵雷达的多种结构,也提到结构对雷达成本的影响。在雷达成本的预



计中很难进行精确的定量,但可以进行一些一般性的估算。例如,使用一个高功率真空管发射机的空馈相控阵的成本要低于并联馈电或有源孔径固态相控阵雷达的成本。另外,移相器的行列控制式要比单独控制每个移相器的成本低。

9.9节简要叙述了俄罗斯(苏联)如何降低防空相控阵雷达的成本。Cory<sup>[105]</sup>把它们归纳如下:

- 移相器模块总数的最少化;
- 简化雷达结构(例如采用空馈相控阵);
- 设计简单便宜的单元组件;
- 简化控制系统的尺寸和复杂度;
- 简化馈电系统设计。

此外,俄罗斯使用多个低成本雷达,每个雷达执行一个单独的空防任务,而不像美国那样的惯例情况,使用更复杂的多功能相控阵雷达。

#### 多功能雷达和成本

因其灵活性和高速的波束扫描,电扫相控阵天线常用来完成多种雷达功能:搜索、跟踪、武器控制、导弹引导、目标识别及其他。一部相控阵雷达实现多功能的能力,使得使用相控阵的雷达系统成为市场中的一个主要卖点。但是也要当心,因为对于所有的雷达应用,一部多功能相控阵雷达并非最佳的途径,在防空领域尤其如此。

防空领域采用单个多功能电扫相控阵雷达的一个基本问题是,同时兼顾警戒和武器控制时必须进行折中。雷达系统工程师都知道,对于远程对空警戒雷达来说,较低的微波频率比较高的频率更适宜。优选频率通常是 L 波段(1.215~1.4GHz)。相反,对于武器控制来说,较高的微波频率则更适合,通常选择 X 波段(8.5~10GHz)。当单部相控阵雷达既要执行警戒又要执行武器控制时,单频点的选取必须进行折中考虑,通常选在 L 和 X 波段之间。美国海军的宙斯盾(Aegis)防空系统工作在 S 波段,美国陆军的爱国者(Patriot)防空系统工作在 C 波段,它们基本上完成相同的任务(只不过一个在船上,一个在陆上可机动)。如不管什么频率波束宽度都是相同的(即意味着天线增益不依赖于频率),那么在较高频率上天线口径就较小。由此工作在 S 波段所实现的警戒功能将比工作在 L 波段时的作用距离短(对于一个给定的平均发射功率)。更高频率(如 C 波段)的空中警戒会产生更短的距离性能。同样,由于雷达盲速,越高的频率其可用的多普勒空间(用来在杂波中检测移动目标)越小。当武器控制雷达工作在 C 或 S 波段时波束宽度要比工作在 X 波段宽,导致角度精度低和处理地表反射引起的多径效应的能力差。因此,即使不考虑成本,使用单频段工作的多功能雷达执行警戒和武器控制时,通常要接受较差的性能。

不要总认为由工作在不同频率的多部雷达实现的防空雷达系统,要比具有相同性能的单频多功能雷达系统更昂贵。Barton<sup>[104]</sup>和 Cory<sup>[105]</sup>都评述了俄罗斯防空雷达系统设计方法的优点。该系统包括多个简单经济的相控阵雷达,分别实现警戒、武器控制、低空探测等不同功能。

在一些雷达系统应用中,警戒和跟踪所使用的最佳频率相同,因此使用多功能雷达就没有它们在防空上所经历的限制。空间警戒中检测和跟踪卫星就是一个例子,这两种功能都可以工作在相同的频率上[UHF 是个很好的选择,如 AN/FPS-85 和铺路爪(Pave Paws)雷达]。这样在用多功能雷达执行空间警戒的检测和跟踪时,无须大量折中。

机械扫描的多功能平板阵列天线很适合军用战斗机,成为一种标准配置。战斗机或攻击



机上所需的现代雷达需要实现许多功能,对于空对空可能需要6~9种,空对地也需要类似数量的不同功能。在X波段上使用相同的机载雷达,执行所有的功能并没有明显的限制(除了要有足够的处理时间)。多功能电扫相控阵也可用于战斗机/攻击机上,但是机头内的一面相控阵(通常角度限制在 $\pm 60^\circ$ 之间)不能提供像机械扫描平板阵天线那样大的角度扫描覆盖(在近距离激战任务中大角度覆盖尤其重要)。可用两个或多个相控阵雷达来增加覆盖范围,但这样做会增加系统尺寸和重量。因此机械扫描天线是有竞争力的,而且在某些方面比机载军用电扫相控阵天线更好,因为它们能以比电扫描相控阵更低的成本和更轻的重量做机载雷达天线该做的事。

攻击轰炸机(如B~1B)采用多功能电扫相控阵,实现许多轰炸机所独有的雷达功能。这种雷达比相同用途的常规机械扫描雷达昂贵得多。

### 计算机软件及其成本

计算机成本是多功能相控阵雷达成本中的主要部分。整个雷达研发的成本中,计算机软件而不是硬件占了相当的比例。早期远程多功能相控阵雷达系统中,软件成本要占总份额的30%~40%。随着时间的推移,计算机软件变得更强大也更容易买到,但它仍然是实现一部性能优异的相控阵的重要因素。相控阵雷达计算机软件的设计必须在前期就参与到整个雷达系统研发中,同时投入大量时间和资金以确保其顺利完成。没有高级的计算机控制,相控阵就不能发挥作用。

### 频率对相控阵成本的影响

通常,采用相控阵天线的对空警戒雷达频率越低,成本也越低。假定具有一个接收机和一个高功率发射机的无源相控阵,要求实现一个给定的功率口径积(即平均发射功率乘以天线口径面积为一个常数,参见2.13节)。天线单元和移相器的成本或多或少地独立于频率,但是天线阵的成本与单元数成正比。在这种关系下进一步假设天线在任何工作频率上都有相同的增益(同样的方位和俯仰波束宽度)。这样,在9000MHz(X波段)频率上工作的相控阵雷达和在450MHz(UHF)频率上工作的雷达具有同样的单元数目。基于上面的假设,工作在两个不同频率上的相控阵天线的成本应该近似相等。但是,450MHz频率工作的雷达口径在线性尺寸上要比X波段雷达大20倍,在面积上大400倍。由于本例中假定两个频率的功率口径积相同以实现同等性能,那么X波段雷达的发射机功率必须比UHF频率雷达大400倍。这将导致X波段雷达的成本是UHF波段雷达的许多倍。对于采用T/R组件的有源口径相控阵雷达,每个T/R组件包括自己的固态发射机、接收机、移相器、双工器,这里频率对其成本的影响就更大。T/R组件的成本随频率增高而加大,不像无源阵列相对的与频率无关。上面的分析都是假设警戒雷达的 $P_{av}A$ 等于常量。通常跟踪雷达的乘积 $P_{av}A$ 对于频率也是常量。这使得同样性能的雷达在低频工作的成本更要比在高频工作成本低。

上面的分析过于简化,假设也非常粗略。尽管成本很高,但有一些要求需要在较高的频率采用相控阵(例如必须适合安装在机头)。不管如何,经常工作在低频的相控阵雷达是较便宜的。

### 降低相控阵天线成本

下面总结了一些降低相控阵天线成本的措施。

1. 在应用条件允许的情况下,天线的工作频率尽可能低。
2. 加强低损耗设计。对于降低成本来说,这是非常明显的,但是以前并没有引起足够重视。
3. 通过分时来使四面相控阵天线共用一个发射机,这样可以降低成本,但会影响到系统

的总性能。

4. 必要时才选用有源体制。有源相控阵的孔径损失要比强制馈电的无源相控阵小。然而,有源相控阵天线的系统成本并不总比其他天线更低,性能也不总是更好。

5. 单个发射机。单个发射机的射频平均功率越大,每瓦的平均成本越低。

6. 空馈阵。空馈相控阵的低损耗和低复杂度可以带来成本的降低。

7. 注意计算机问题。软件的成本和研制时间对相控阵是非常重要的。

8. 阵列可转。如果它要实现  $360^\circ$  全向覆盖,不一定要花费四个相同的相控阵系统来实现。如第3条提到的,可用一个或两个发射机实现分时共用。两个可调动相控阵和一个传统双坐标雷达联合使用,可用最小的成本实现四面相控阵的功能。

9. 避免使用多功能雷达。在一些场合,可以采用其他低成本的方法更有效地完成同样的任务。

已经说过,相控阵雷达比机械扫描雷达更容易加固,以抵抗核爆炸的影响。加固又会增加相控阵已经很高的成本。20世纪60年代到70年代早期,美国发展洲际导弹防御系统时,整个加固系统的成本过高,成为最终导致美苏之间签订反洲际导弹协议的一个因素。

还要提一提军用系统的使用寿命成本,这在上面并未考虑,它包括开发、生产、安装、培训、运转、维护等费用。进一步的考虑是系统开发的费用在整个使用寿命的成本中只占很小一部分。

## 9.15 关于相控阵天线的其他论题

### 相控阵天线带宽

相控阵中要考虑两种不同的带宽。一种是瞬时带宽,或信号带宽,就是指阵列能不失真处理的最大信号带宽。通常,阵列的信号带宽很难超过几个百分点。另一种是工作带宽或调谐带宽,是指可以无失真接收(或发射)窄带信号的带宽。

**信号带宽** 图9.15(a)示出了二元阵接收来自  $\theta_0$  方向的信号,  $\theta_0$  是与侧向的夹角。第2个单元比第1个单元早接收到信号。如果在第2个单元插入一段合适长度的延迟线,则两个单元接收的信号一致并且可以无耗相加。当使用延迟线使得到达两个单元的信号时间上重合时,对于信号带宽没有理论上的限制。对图9.15最初讨论时说过,对大阵上每个单元都插入时间延迟是不切实际的。因而延迟线被移相器所代替,移相范围限定在  $0 \sim 2\pi$ 。只要信号在时间上是重叠的,它们就是相位相干的,但是在过渡建立时间内用  $0 \sim 2\pi$  移相器不能使信号重叠。因此,移相器仅能对窄带(持续时间长)信号实现相干叠加。

使用移相器的阵列,其带宽的限制依赖于上升时间,即信号穿越阵面的建立时间。入射信号穿越阵面建立时的瞬时响应和常规滤波器的瞬时响应或建立时间对信号带宽有同样的影响。直径为  $D$  的线阵,当信号以角度  $\theta_0$  入射到阵列时,建立时间为  $(D \sin \theta_0)/c$ ,其中  $c$  表示传播速度。例如,当入射角度为  $45^\circ$ ,直径  $D$  为30英尺时,过渡建立时间大约等于22ns。因此,信号带宽受限于过渡建立时间的倒数,大约为45MHz。因此对于从侧向( $\theta_0 = 0$ )入射来的信号,建立时间为零,没有理论上的带宽限制(假定从天线所有单元来的信号以等传输路径相加)。

信号带宽另外要注意的一个方面,是相位随着频率变化而变化。要求波束扫描到指向方向的相移  $\phi$  假设与频率无关。如果在  $f_1$  频率选择  $\phi$  值使波束指向  $\theta_0$  方向,那么在  $f_2$  频率上波束将指向新的方向。如果假定信号频谱宽度不会引起波束扫描范围超出  $\pm 1/4$  波束宽度,

Cheston 和 Frank 指出<sup>[173]</sup>

$$\text{信号相对带宽(百分数)} = \text{侧射时的波束宽度}(\circ) \quad (9.69)$$

式中,信号相对带宽用百分数表示为 $(B/f_0) \times 100$ , $B$ 是信号绝对带宽, $f_0$ 是载频频率。这一表达式基于阵列具有等长度的馈电,并且波束能扫描到 $60^\circ$ 。

虽然阵列中每个单元都使用延迟线不实际,但是在某些情况可以对子阵应用,以增加带宽。除了每个子阵采用延迟线以外,每个单元还要采用移相器。这样,相对于每个单元都采用延迟线来说,可以降低阵列的复杂度,当然同真的时延阵列相比,带宽也较小。相对于不含子阵的阵列而言,使用延迟线的子阵,带宽与子阵数目成正比<sup>[174]</sup>。使用子阵会带来副瓣的升高,在某些应用方面不宜采用。

**工作带宽或可调谐带宽** 虽然阵列的建立时间限制了无失真处理信号的带宽,但是可以经过重新调谐,使阵列在很宽的频段上工作,即当频率改变(窄带信号)时重新设置移相器的值。通过在每个新的频率上调整移相器的值,使阵列一次以一个不同的频率辐射不同的窄带信号。阵列的工作带宽可以很宽且仅受出现栅瓣的限制。这里假设天线单元,以及阵列的其他组件都是宽带的。

据报道<sup>[175]</sup>,一个包括 4096 个开口波导辐射单元,单元按照三角形排列的相控阵天线,工作带宽超过百分之三十,方位面和俯仰面的扫描范围超过 $120^\circ$ 。阵列前方放置一个宽角阻抗匹配介质层。(此阵列的工作频率未报道。)

#### 相控阵的计算机控制

虽然传统的机械扫描天线可以在没有计算机控制的情况下工作,但是电扫多功能天线必须有计算机控制才能发挥它所有的潜能。计算机的一个重要任务是对每个单元产生移相器控制指令,来使波束指向希望的方向。这只是计算机系统必须完成的一小部分工作。要求高得多的任务是有效的管理对阵列所要求的各种相控阵雷达的功能。阵列的多功能工作中软件方面的考虑因素要比硬件方面考虑因素更多。软件要产生和规划不同的波形、数据率,以及在不降低性能情况下的处理。

对于控制相控阵的计算机系统的要求会随不同应用而变化。通常来说,计算机控制下的相控阵天线执行的任务大多是顺序执行,而不是同时执行的。例如,防空相控阵雷达中计算机的主要任务是使雷达跟踪大量目标,且在特定的时间内对空域扫描以发现目标。跟踪目标的数据率取决于这个目标是否为敌方目标,以及是不是正与其交战。例如,当搜索在短距离内(8~20nmi)跃出地平面的低空目标时搜索重访时间可能要 1~2 秒。当目标距离远(150~200nmi)时,这个时间可以加大(或许是 10 秒),因为防空系统对于远目标威胁的反应时间要比近目标的反应时间长(飞行高度很低的以 3 马赫速度飞行的掠海导弹,刚露出地平线时离雷达的距离可以是 10nmi。如果在瞬间做出检测判定,那么在导弹到达目标前只有不到 20 秒的时间可将它摧毁)。如果雷达是监测远程战术弹道导弹的,那么它的搜索模式和数据率就与搜索飞机目标的防空雷达不同。这样,计算机必须根据监测目标的类型和距离,编制不同的搜索程序。

一旦检测到目标,数据就用来更新已经存在的轨迹或者产生新的轨迹。当雷达执行搜索功能时,扫描必须周期性中断,以便在已知目标的轨迹方向发射一个或多个脉冲。由于目标在轨迹上,雷达系统可以大致知道回波信号的到达时间。到那个时间,相控阵天线的波束就指向目标方向,以接收回波信号。因此,搜索和跟踪是以交叉方式进行的。计算机系统的程序要能有效地完成这些功能,即以要求的重访时间搜索要求的空域并且无明显失真地跟踪大量目标。

尽管做了最大的努力,当目标数目很多时,还会出现计算机超负荷的情况。这是因为常规相控阵计算机系统都是顺序执行不同的功能,不能同时做每一件事。所以,必须指定执行不同功能的优先级别。不太重要的功能可以用低数据速率执行,或根本不执行。与有威胁的敌方攻击的交战有关的功能优先级别最高,这包括跟踪攻击者且给拦截导弹提供制导信息。对于时间要求严格的功能,例如搜索短距离低空威胁的地平线搜索的功能的优先级别最高。跟踪已经确认的威胁目标的功能的优先级别次高。跟踪已知的友好目标的功能优先级又低一级。搜索远距离地平线上目标功能的优先级别也较低。这只是相控阵雷达作为防空系统的一部分时所完成的功能中的一部分<sup>[176,177]</sup>。

当目标数量增加或者防空要求提高时,都会导致计算机系统越来越超过负荷。于是,相控阵雷达将更难以同等的效率执行每项功能。问题有时候被描述为一秒内没有足够的微秒来完成相控阵雷达的所有工作。有作者<sup>[178]</sup>描述为“不能尽可能快地走遍空间”。导致相控阵计算机系统超负荷和性能下降的许多因素中有:(1)雷达必须检测数量相对很大的角度分辨单元;(2)需要雷达能从大量杂波信号中检测小的移动目标,这要求在每个方向上停留时间足够长,以获得较好的多普勒滤波来抑制杂波;(3)捕获目标且起跟踪需要的时间相对较长。

对于采用数字波束形成技术的雷达来说,这种常规相控阵雷达中存在的执行功能超负荷不再是大问题,因为多种功能是同时进行(并行)而不是顺序进行的,就像 9.9 节讨论的那样。

#### Radant 相控阵<sup>[179,180]</sup>

Radant 相控阵雷达起初是由法国汤姆斯-CSF 公司研制的,采用二极管或微电子机械开关(MEMS)产生灵活的波束扫描。Radant 不用常规的二极管移相器,而采用在列上排列金属化二极管的微带,通过改变加在每个二极管上的电压,在一个角度维上产生相移。图 9.50 描述了 Radant 二极管透镜在一个角度维上扫描的原理。垂直的二极管微带对来自后面的平面波照射产生相移,如同一个简单的平面阵产生出的一样。抛物面发射器或透镜也用来照射 Radant,也可用空馈(但不是偏置空馈)照射。

Radant 可被看作折射系数(或介电常数)随着加在微带二极管上合适偏压的变化而变化的透镜<sup>[181]</sup>。对二极管两端加偏压可以得到所需要的电纳变化,用来改变由许多二极管组成的透镜的“折射系数”。多个二极管平面用来获得总的相移。在如图 9.50 所示的 Radant 相控阵系统中,约有 20 个二极管平面,在 X 波段的总厚度约为 4 英寸。

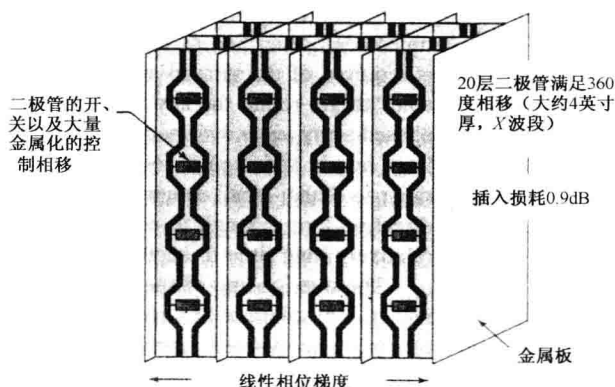


图 9.50 Radant 雷达天线在一个角度维上(本例中是水平面)的扫描原理(经海军研究所雷达分部 Jaganmohan Rao 的许可)

如前所述,波束只能在一个面进行扫描。图 9.51 给出了二维扫描的情形。在这种排列中,第一个透镜控制波束在水平方向扫描。而后极化平面旋转  $90^\circ$ ,于是第二个透镜相对第一个透镜成  $90^\circ$ ,使波束在垂直方向扫描。通过行和列命令来控制波束二维扫描,这样对于  $N \times M$  个单元的阵列,只需要  $M+N$  条指令,而不是  $N \times M$  条。Radant 雷达宣扬的一个优点就是相对于其他的阵列结构,其成本较低<sup>[182]</sup>。

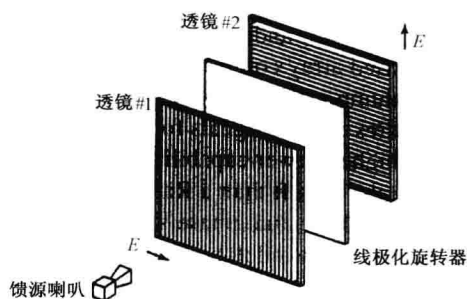


图 9.51 Radant 天线实现二维波束扫描的方法(经海军研究所雷达分部 Jaganmohan Rao 的许可)

一部被称为 RBE2 的 Radant 透镜电扫相控阵雷达已由汤姆斯-CSF 公司开发出来,用在 Dassault 航空公司制造的法国“阵风”多用途战斗机中<sup>[183]</sup>。

### 铁电式相控阵

电磁信号在介质材料中传播时,介质常数(介电常数)的改变将会引起信号相位的改变。众所周知,铁电体是一种介电常数随跨接的直流电压的变化而变化的材料。人们研究过铁电体移相器,但是因为它的介电常数很大,难以匹配并且损耗超过要求,所以很难在实际中采用。随着时间的推移,铁电体材料已经改进,就有了应用的前景。

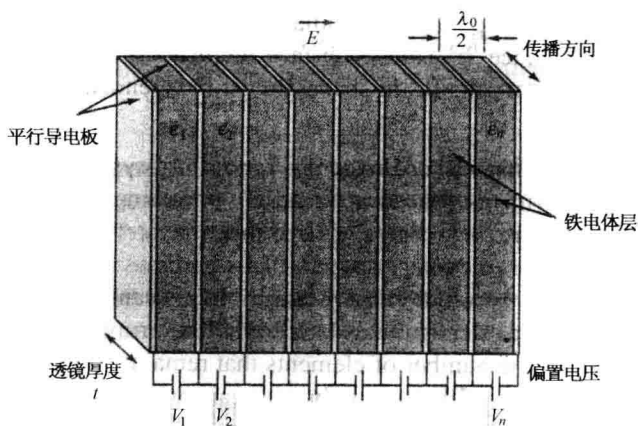


图 9.52 以水平极化在水平面扫描的铁电体透镜阵的基本结构(由海军研究所雷达分部的 Jay. Rao 和 D. Patel 提供)

Jay Rao 和他的同事们给出一种有意思的方法,即基于具有块状移相的透镜阵列的铁电相控阵<sup>[184]</sup>。图 9.52 是非常简化的对一维扫描的铁电透镜阵列的工作方式描述。阵列由导电板间夹入铁电层的形式构成,且在导电板上施加直流电压来确定介电常数和相移。通过改变导电板上的电压来改变波束指向。两个正交面上的波束扫描可以通过旋转 90° 极化面且利用与第一个透镜 90° 夹角的第二个透镜阵列来实现,如图 9.51 所示的 Radant 透镜一样。同样,阵列可用常规不扫描平面阵照射,或由喇叭照射,正如 Radant 一样。所用材料是钛酸锶钡氧化物(BSTO)合成的氧化陶瓷体,其典型介电常数在 90~120 之间。

理论和实际测试结果表明,在 X 波段,铁电相控阵的工作频带能从 8~12GHz,且电压驻波比小于 2,损耗在 1~2dB 之间<sup>[184]</sup>。和其他类型的相控阵相比,这种相控阵的优点是其降低成本的潜力。它是行列式控制,相对每个单元需要控制信号的阵列而言,它只需很少的移相控制信号。据说它比 Radant 透镜阵列具有更薄的透镜厚度,更高的功率容量,更简单的波束控制,并且控制相移的功率也低。然而,采用行列体移相取代每个单元上所需的独立移相器会更难实现低副瓣电平。

### 共形阵列天线

困扰雷达系统设计师多年,一直很难实现的愿望就是:如何可将阵列单元放置在一个比较任意的一个表面上,而又可以得到具有低副瓣电平的定向波束、高效率并且还可方便地电扫。放置的非平面的表面上的阵列称为共形阵。如果可以实现的话,这样的共形阵可与飞机或导弹的机头、机翼、机身共形。对共形阵已经做的大量工作都是针对一些相对简单的形状的,如圆柱、圆锥、半球、截断的圆锥体等<sup>[185]</sup>。除了这些简单的几何形状以外,很难得到实用的共形阵。这也是为什么几乎所有相控阵为平面式的原因。

在一些共形几何结构中,单元与单元间的间距相等是不实际的。因为表面的非平面性,单元的极化方向会随位置和波束指向的不同而变化。口径照射不能像矩形阵列那样分离为两个正交函数的乘积。差方向图的视轴也会随角度而变化。非平面上的互耦计算也更困难。问题变成了是否有其他更好的解决方法,而不是能否建造一个共形阵。

如果想得到一个圆柱形天线,一种可能的方法是采用四个平面阵组成方形,外面罩有圆柱形天线罩,不让人看到里面的结构。如果顾虑波束宽度和增益随着扫描角变化,可用四面相控阵中的相邻面阵协同工作,保证在扫描时波束宽度相对稳定。随着波束扫离一个平面阵的侧向,发射机的一部分功率就分给相邻的平面阵,且向起始阵相同的波束方向扫描<sup>[186]</sup>。这样每阵面可以联合相邻的两个阵面工作,保持波束形状基本不随扫描角度变化。

### 稀疏阵或不等距阵列<sup>[187,188]</sup>

为了得到较好的性能,常规相控阵天线的单元间距大约为半波长。当单元的平均间距远大于半个波长时,阵列被称为稀疏阵或不等距阵(这里假设要求宽角覆盖;否则就是众所周知的有限扫描阵)。波束宽度取决于天线的电尺寸(以波长计),而增益和副瓣电平由保有的单元数目决定。稀疏阵和满阵具有近乎相同的波束宽度,但是其增益与减少的单元数目成比例降低。最大和平均副瓣电平也将升高[式(9.5b)关于天线增益的简单表达式  $G = \pi^2 / \theta_a \theta_b$  不再适用于稀疏阵]。试过许多方法来确定单元间距,使它能给出合适的方向图。下面简要介绍两种比较成功的方法。



**动态编程法** 一种方法是通过计算机,在单元总数目固定的情况下,计算单元在阵列中所有可能的位置上的天线方向图,从中确定最好的。这种总枚举法是不切实际的,因为可能的组合数目太大。更为实际的方法是动态设计法,这是一种在确定条件下得到与总枚举法相同结果的优化方法。它的优点是计算量大大降低。动态程序设计法基于各阶段的输入进行优化,确定多阶段问题的优化解。当单元数不是太多时,对于寻求稀疏阵的间距是一种很好的方法<sup>[189]</sup>。

**密度加权法** 另外一种可应用在大型线阵或平面阵上的方法是密度加权法<sup>[190]</sup>。考虑一个等间隔半波长的可放置单元的均匀栅格。常规满阵中预期的幅度照射被用作确定等幅单元密度的模型,即等幅单元的密度做成近似于预期的口径照射。选择单元是否在可能的位置出现,由统计的或确定的方式得出。在一个设计中,一个一度波束宽度的圆形阵在满阵时有 7800 个单元,而采用基于 30dB 泰勒口径照射的密度加权只有 3773 个单元<sup>187</sup>。这表示稀布率为 52%。这里稀布率定义为满阵中去除的单元除以原来的总单元数目的百分比。密度加权已经在 AN/FPS-85 的接收口径和“丹麦眼镜蛇”(AN/FPS-108)空间警戒相控阵雷达的设计中采用。

**系统性能退化** 当稀布率很高时,相控阵的稀疏将会导致对许多雷达应用很差的不希望的特性。增益显著降低,伴随而来的是高的峰值副瓣和平均副瓣。

通常,满阵相控阵的几乎所有能量都在主瓣内,只有很少比例的辐射能量在副瓣内。然而,对于一个高稀布的稀疏阵,会出现相反的情况,大部分能量浪费在副瓣上。一个稀布率为 90%的阵列会有 90%能量出现在副瓣上。如果杂波是个问题,像在高脉冲重复频率的多普勒雷达中,那样横贯空间的高副瓣会使高电平的杂波通过副瓣进来。

第一眼看去,稀疏阵很有吸引力,因为它在减少单元数目下还能得到窄的天线波束,但这并非不劳而获。只有在看到后果时才能加以尝试。

## 9.16 相控阵雷达系统结论

### 相控阵有吸引力的特性

电扫相控阵天线因其可以提供其他类型天线无法实现的功能而得到人们的广泛关注。它的优点总结如下。

**无惯性的快速波束扫描\*** 阵列的波束可以扫描或从一个位置切换到另一个,切换时间取决于移相器的开关速度。例如,二极管移相器可以使波束在几个微秒内切换,甚至更快。铁氧体移相器提供的切换速度稍微慢些。

**多个独立波束** 如 9.9 节讨论过的数字波束形成相控阵那样,单个阵列可在接收时同时产生多个独立的波束。另一方面,在发射时同时产生多个波束就很困难,这也是为什么几个相邻的窄接收波束要结合一个宽发射波束的原因。对于几乎同时跟踪许多目标,一个简单的方法是通过时间上排序的脉冲组来迅速切换一个单个发射波束到一系列的位置,每个脉冲扫描不同的指向位置。这应用于不要求短的作用距离的应用,而且需要快速动作的移相器。由于

\* 译注:就扫描方式而言,电扫与其他扫描方式的本质区别在于:电扫波束切换所需时间的长短,与波束跃变角度的大小无关,切换耗时为微秒级和更快,但总归是耗时的,并非真正的无惯性。



目标已被跟踪,它的方向就是已知的。在接收过程中,接收波束在正确的时间切换至预期回波方向,用来更新被跟踪的目标。

**大峰值或平均功率的潜力** 阵列的每个单元可有各自独立的发射机,输出功率在“空间”上合成,获得一个大的总功率(每个单元的功率因为各自的发射机或 T/R 组件要能装进单元间的空间的要求而受限制)。9.9 节中的有源口径雷达就是一个例子。除了获得较大的辐射功率外,每个单元配备发射机的天线阵列还可避免由于一个高功率发射机发射功率必须分割并且分配到每个单元上时产生的损耗。

**口径照射的控制** 由于阵列中大量独立单元的电流决定了口径照射,因此相对于其他类型的天线,阵列天线更容易获得所希望的天线方向图。这在实现赋形波束或低副瓣时非常重要。相控阵也可分别获得具有最佳特性的“和”“差”方向图。

**自适应处理** 自适应阵列设计能自动调节口径照射,以在天线方向图中对应于外部噪声源和(或)杂波回波方向放置零点。对于全阵自适应,即大阵每个单元都是自适应处理的一部分,整个天线的自适应成本太高,在过去很难实现。副瓣对消是一个实际的自适应系统例子,只需要几个辅助低增益天线。当相控阵天线采用副瓣对消技术时,阵列单元中的几个可用作辅助天线。

**较低的雷达截面** 由于是平面,当被频率比本雷达频率低的雷达照射时,相控阵天线的截面比常规反射面天线要小。相控阵天线的平面会产生较大的镜面反射,但是天线可以倾斜而使镜面反射指向不太可能被检测的角度。倾斜对波束扫描的影响可以通过控制各个移相器的指令来补偿。另一方面,当雷达被频率比其高的雷达照射时,所设计的平面相控阵的截面积就不会低。

**平贴式口径** 相控阵的平面能够被平贴式安装,且能加固以抵抗冲击波的影响。

**多功能** 相控阵雷达提供的灵活的波束控制允许一部阵列,通过分时(时序)实现多种雷达功能。

**电气波束稳定** 当雷达安装在易翻滚、倾斜、偏航的飞机或舰船上时,电扫波束的能力可使波束指向稳定。这样就不需要笨重的机械稳定器件,但这也要求阵列比机械稳定时能在更宽的角度范围内扫描。

相控阵雷达另外一个有时宣称为优点的特点是当系统中出现失效时,性能降低是平滑的。这是因为阵列中有很多单元(成千上万,甚至更多),一小部分独立单元失效的影响较小。据说<sup>[191]</sup>,对于有源相控阵天线,“作为一个多模式雷达,在保持可接受的性能时,允许 5% 或更多一些的 T/R 组件失效”。由于功能平滑退化并不总有保证,因此需要指出几个限制条件。首先,故障的模式可以影响大部分或所有的辐射单元,甚至是毁灭性的。其次,不管相控阵雷达失效如何“平滑”,系统中的失效单元会被换掉。第三,当雷达公司市场部向买家(尤其是政府部门)宣传雷达可以在很大一部分单元失效的情况下令人满意地工作时,这个要求可能在雷达研制过程中(当严重超支或延期)允许性能“平滑”下降的余量被偷偷取消。不管困难有多大,雷达系统设计师都应该在设计相控阵时考虑“平滑退化”,并且确保其不被取消。

#### 相控阵天线的限制

如生活中的大多数事情一样,不付出代价,相控阵天线就不能得到预期的好处。通常这个

代价不仅仅指美元。

**复杂度** 相控阵雷达比反射面雷达复杂得多。除了由成千上万个独立单元组成之外,还要有办法保证每个单元的幅度和相位符合设计的要求;如果不能保证,就要有办法把它们调节到正确值。如果相控阵需要完成多部雷达的功能,那么在阵面后面要有比执行单一功能的雷达多许多的设备。相控阵雷达的口径很像“冰山的一角”。实际的复杂程度要比直观看见的大很多。天线的复杂度会带来一系列的问题,如确保雷达工作所需的可维护性、高可靠性,以及需要时能立即运转的可用性等。

**软件量大** 相控阵的所有工作都是由计算机控制的。控制阵列波束扫描和实现不同雷达功能的计算机软件成本占到整个雷达总成本的很大部分,尤其是在必须实现搜索、跟踪、武器控制等多种功能的雷达中是这样。

**成本** 9.14 节已经讨论过相控阵雷达的成本。这里就不需多说了,除了相控阵雷达成本很高,限制了它的应用,只有用户愿意付高代价以获得特定性能时才会采用相控阵雷达。因此,除军事用途外,两维角坐标扫描的相控阵雷达很少使用。

**系统上的限制** 相控阵雷达的一个优点在于能够通过分时实现多功能。阵列执行某些功能可能要花费多于可用的时间。这些花费更多时间来适当完成的雷达任务有多普勒处理,目标截获,远程警戒。

多普勒处理(用在 MTI 或脉冲多普勒雷达中)用来从严重杂波中检测出移动目标。如第 3 章所述,驻留时间越长,移动目标就越容易从杂波中检测出来。当目标被阵列的监视波形检测出来后,就被指定进行跟踪。跟踪波束必须准确指向目标的方向,以便不再搜索就可以迅速地捕获目标(另一方面,采用机械跟踪的武器控制雷达通常花费几秒钟的时间搜索一个有限角度范围,发现并且捕获要跟踪的目标。多功能相控阵雷达则通常没有这样宽裕的时间)。远程对空警戒要求雷达波束指向保持在一个方向上,直到雷达接收到所有距离上的回波为止。这些和其他一些雷达任务,如非协作目标识别和反 ECM 干扰烧穿等,都要求驻留时间足够长。这样会导致阵列时序安排超负荷,并且导致雷达遗漏或拖延低优先级的任务。

### 不仅仅是火力

相控阵雷达应用在军事防空领域的一个原因就是它可以增强火力。火力并不总是一个意义明确的术语,它在韦伯斯特(Webster)的第 9 版新大学词典中定义为“向目标发出有效攻击的能力”。除了火力之外,一个平衡的防空系统还必须避免泄漏(当杀伤概率极低时攻击方穿透防御)、饱和(意味着大量攻击并且在很短的时间内,使得防御被淹没,无法对所有目标做出反应)、耗尽(在击退所有攻击前已经用完了所有的导弹)。相控阵雷达只专注于三个问题中的一个,就是饱和。

## 9.17 关于天线的其他论题

这一节研究一些似乎不适合放在本章其他节的五花八门的天线论题。对它们不按重要性顺序讨论。

### 镜面扫描天线或翻转卡塞格伦天线<sup>[192]</sup>

通过机械转动一个称为扭转反射面的轻型平面镜(图 9.53 中的天线构造)辐射波束,

可在宽角度内快速地扫描。这种天线有很多名字,包括镜面扫描天线,镜面跟踪天线,极化扭转卡塞格伦天线,平板卡塞格伦天线,带辅助平面镜的抛物反射面天线,翻转卡塞格伦天线。图 9.53 中左边的抛物反射面由间距小于半个波长的平行金属丝制成(金属丝通常由低损耗的介质材料支撑)。为了讨论的目的,假设它们是垂直取向的。抛物反射面的细的平行垂直金属丝,使得它对垂直入射极化敏感[当  $E$ (电)场是垂直时]。抛物面会完全反射线性垂直极化,对线性水平极化是透明的。如果由图中心的馈源辐射的能量是垂直极化[ $E$ (电)场平行于抛物反射面的垂直金属丝],它将会被全反射,并且导向叫作扭转反射面的平面反射器(镜面)。扭转反射面的特性是将从它表面反射的能量的极化平面旋转  $90^\circ$ 。这样从扭转反射面上反射的能量的极化就变成水平的,且以可忽略不计的衰减通过抛物面反射器。

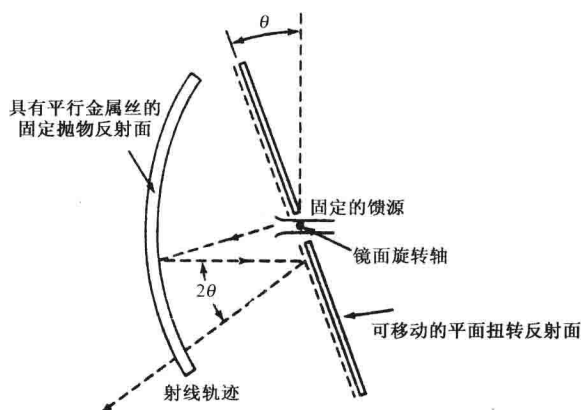


图 9.53 采用一个极化敏感的抛物反射面和一个平面的极化旋转的扭转反射面镜面,扫描极化扭转天线的几何图。通过机械旋转轻型平面扭转反射面,可在方位面和俯仰面实现波束的快速扫描

通过机械转动低惯性扭转反射面,可在角度上对辐射波束进行扫描。当扭转反射面转动角度  $\theta$  时,辐射波束就转动角度  $2\theta$ 。波束可在  $\pm 90^\circ$  范围内快速扫描,不需要微波旋转关节。

制作扭转反射面的一种方法是使细金属丝栅对入射的极化取向为  $45^\circ$ ,并且放在平面反射表面前  $1/4$  波长处。这种类型构造限制带宽为  $10\%$  左右。采用其他结构可以得到更宽的带宽。例如在反射器表面放一个曲折线极化器,可以得到倍频程带宽<sup>[193]</sup>。具有用若干对数周期分层结构的扭转反射器的镜面扫描天线演示了工作频率范围  $2\sim 12\text{GHz}$ <sup>[194]</sup>。

镜面扫描天线已被很多国家广泛使用,尤其是前苏联,用于陆基、舰载、机载雷达。

#### 通过移动馈源扫描反射面天线的波束

抛物反射面天线的波束可以通过从天线焦点横向移动馈源得到扫描。在天线方向图严重退化之前,通常波束仅能扫描偏离轴几个波束宽度<sup>[195,196]</sup>。天线增益降低和副瓣电平升高;而在雷达应用中常常是副瓣电平升高决定波束可以扫描多远,不是增益降低决定波束可以扫描多远。 $f/D$  比率越大( $f$ =焦距, $D$ =天线直径),波束能够扫描的角度越大,但角度依然是相当有限的。

#### 球形反射器

当馈源位置偏离焦点时,球反射面可以产生稍大一些的扫描角度,但是球反射面具有像差

会引起高副瓣。波多黎各(Puerto Rico)用于雷达和射电天文的 Arecibo 天线,使用一个直径 1000 英尺的大球反射面。它具有特殊设计的馈源可以纠正像差,使 UHF 波束可被扫到偏离轴线大约  $20^\circ$ 。

### 圆环抛物面

圆环形抛物面是一种反射面天线,它是在中心抛物线轴线上的圆弧上通过旋转图 9.7 的一段抛物线产生的<sup>[197,198]</sup>。圆环形抛物面的垂直剖面是抛物线,而它的水平剖面(即波束扫描的平面)是一个半径为  $r$  的圆。圆环形的圆轮廓线的半径  $r$  做得足够大,使得由馈源照射的天线表面部分和真正的抛物线差别不大。换言之,虽然圆环形的水平轮廓线是圆形的,由馈源照射的孔径部分近似为抛物线的形状,这就是天线为什么能产生令人满意的辐射方向图的原因。在任何波束位置,都只有一部分反射表面被照射。圆环形抛物面的主要用途是通过沿着半径为  $r/2$  的圆机械移动单独馈源,或者在位于半径为  $r/2$  圆上的许多固定馈源中切换,充而在单一的平面中快速地扫描波束。弹道导弹早期预警系统(BMEWS)雷达,即用于探测射程超过 2000 海里(nmi)的洲际弹道导弹的高功率 UHF 雷达,最初的天线使用的就是后一种扫描方法。在两秒钟内它的波束在方位上机械扫描  $120^\circ$ 。BMEWS 天线高 165 英尺、宽 400 英尺,虽然天线很大,但是成本相对是低的,因为它是固定的结构并且馈源是通过风管扫描器切换的<sup>[199]</sup>。BMEWS 圆环形抛物面天线已被基于铺路爪雷达技术的相控阵代替。

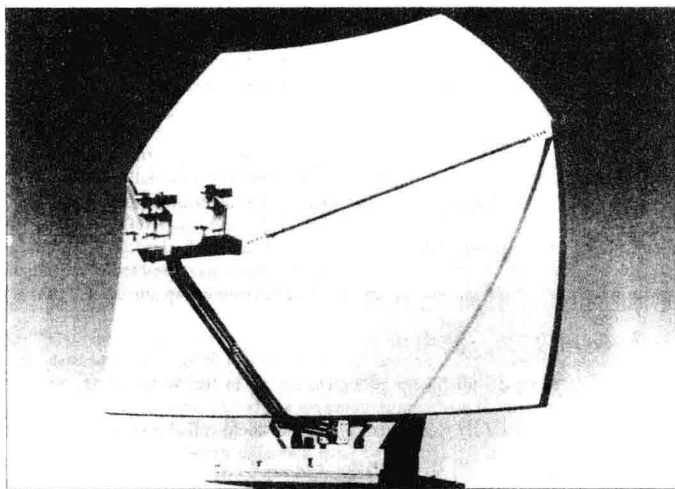


图 9.54 圆环形抛物反射面用于 AN/SPQ-9B 舰载雷达以在方位上得到三个单独波束

[由海军研究所雷达分部 L. Leibowitz 和 B. Cantrell 提供]

圆环形抛物面过去也曾用于海军测高雷达,如 AN/SPS-30。它在垂直平面快速扫描一个水平扇形波束,提取飞机目标的仰角。

圆环形反射面天线除了用来产生主天线波束以外也曾用来产生在方位上分离的两个隔开的天线波束,用于使用一个单一机械旋转的反射面的 AN/SPQ-9B 舰载雷达(图 9.54)。两个附加的方位波束的目的是在主波束检测之后,对目标确认,以更快地建立目标的跟踪。在单次经过目标后,即可使防空系统开始建立目标的跟踪。

据报道<sup>[200]</sup>,椭圆轮廓线的圆环形反射面而不是圆形轮廓线(但是在正交平面具有抛物线

轮廓线)可以具有更高的宽角度扫描性能扫描,不过比在上面讨论的传统圆环形抛物面要小得多。在扫描平面具有修正的轮廓线,这种方法也已被演示用于避免孔径遮挡的偏馈反射面来扫描波束<sup>[201]</sup>。

### 透镜天线<sup>[202]</sup>

微波透镜可由产生和光学透镜类似的聚焦功能的介质材料、人造介质或金属板(波导媒质)制成。介质透镜(光学透镜的微波类似)通常很重,而且很难获得均匀特性。由人造介质材料<sup>[103]</sup>制成的透镜可以做得轻一些但通常是热的不良导体,所以当这种材料用于高功率雷达发射天线中时,它可能难以耗散在这种材料中产生的热量。

金属板波导透镜是由并排的平行板波导构成的<sup>[204]</sup>。平行板波导中的相速要比自由空间中的相速大,所以它的折射系数(以及它的介电常数)小于1,这也是它可以用来做透镜的原因。它们曾在早期单脉冲跟踪雷达中,以避免由在需要的大馈源系统反射面天线中引起的孔径遮挡。

Luneburg 透镜<sup>[205]</sup>和光学透镜以及其他的微波透镜不同,它是球形的并且它的折射系数 $\eta$ 是非均匀的,但是随着离球中心的距离,如下式变化

$$\eta = [2 - (r/r_0)^2]^{1/2} \quad (9.70)$$

式中, $r$ 是径向距离, $r_0$ 是透镜的半径。它具有将入射球面的平面波聚焦到在直径上相反的一边的表面上焦点的特性。同样地,在球表面发射的点源穿过透镜形成平面波。沿着透镜表面移动馈源可以扫描 Luneburg 透镜的波束。使用多个馈源可以同时形成多波束,这也是 Nike Zeus 这个早期的弹道导弹防御系统天线被认真考虑使用的原因。这个早期洲际弹道导弹防御系统概念,由贝尔实验室在 20 世纪 50 年代末为美国陆军构思(但是从未达到部署的地步)。

Fresnel 环带平板透镜也是一种有趣的透镜形式。它简单、厚度小、重量轻、低损耗及低成本,特别可用在毫米波<sup>[206]</sup>。可是,它还没有得到重要的微波雷达应用。

透镜天线通常比反射面效率低,因为从透镜的前后表面会出现不需要的反射。并且它不像反射面那样容易机械上支撑。介质透镜在辐射高功率的时候有散热的问题。透镜天线具有有趣的特征,但是它在雷达应用中不常使用。

### 天线罩<sup>[207~209]</sup>

机械工程师可以设计出陆基或舰载天线,使它结构坚固,足以工作在大风、结冰以及其他不利天气环境。可是,将天线封闭在一个称为天线罩的电磁透明的防护罩内,常常会更方便和更好。用天线罩封闭的天线比天线暴露在大气中可以较轻,以及具有较小的驱动电动机。

陆基雷达的天线罩通常是球形(如 3/4 球体)的。球体是一种好的机械结构且能在大风中提供好的空气动力学性能。降水粒子吹过球体而不是撞击到球体的表面上,所以雪或其他冻结的粒子就不容易沉积。机载天线必须罩在天线罩内,而且罩子不应干扰飞行的空气动力。它应是坚固的,足以成为飞机结构的一部分,同时不应扭曲天线方向图。

一个具有好的电磁性能的天线罩应该是低损耗的,具有足够的带宽,不会显著地升高副瓣电平,提供低的 VSWR(电压驻波比),低的天线噪声温度并且不会引起视轴(指向)偏移。在高度精密的跟踪雷达中,天线罩还不能增加视轴偏移变化的速率。

有两种类型天线罩已被用于陆基和舰载雷达:刚性自支撑天线罩和空气支撑天线罩。

**刚性天线罩** 刚性天线罩的一个例子就是空间桁架,如图 9.55 所示。这种类型的天线罩由封闭在薄介质板(0.02~0.04 英寸)内的基本承载结构件的三维桁架组成。平板可以由 teflon(聚四氟乙烯)涂覆的玻璃纤维制成,即使对于大的天线罩也可以做得很薄,因为它不承担

主要的载荷或应力。由简单几何形状的平板构成球形结构的这种结构类型有时候也叫作测地线罩。支撑框架可由钢、铝或塑料构成。金属结构在电气性能上要优于塑料和玻璃纤维结构,因为它的强度大可以做得比较小。较小的厚度意味着孔径遮挡小。金属空间骨架通常便宜并易于制造、运输、组装,还可以用于比较大直径的结构。

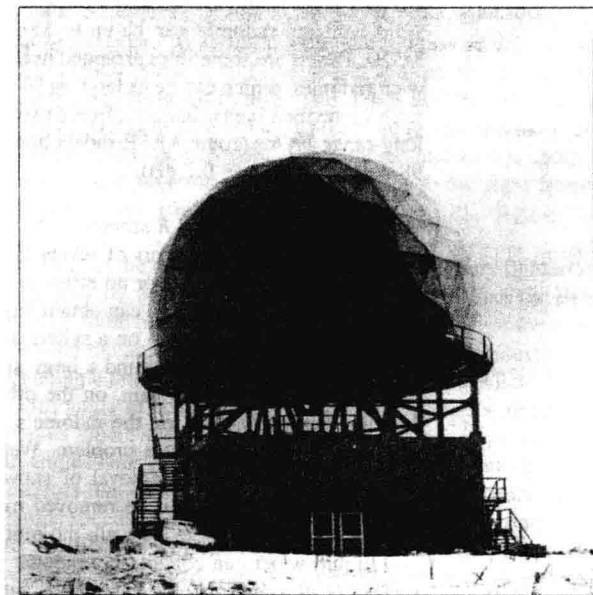


图 9.55 用于 Argos-10 对空警戒雷达的刚性空间骨架天线罩(Alfonso Farina 和 Alenia Marconi 系统提供)

铝结构件一般用于空间骨架。它们要大于相同强度的钢,但是它们重量轻、不锈蚀并且不需要维护。重要的是塑料平板要能防水(憎水)而不是吸收水。憎水材料可以使天线罩表面的水形成水珠,而不是以薄层或膜覆盖在表面。水珠形式的水通常具有的尺寸同雷达波长相比要小,不会引起如水膜那样大的影响<sup>[210]</sup>。在某些天线罩中,外表面涂一层白色雷达透明油漆,例如 Hypalon,减小由于太阳辐射引起的内部温度升高。一种叫 Tedlar 的材料也被用来作护面材料。

金属空间骨架天线罩可由具有相对均匀式样的单独的三角形平板制成。如果不用均匀形状的平板,可以随机地选择不同尺寸和形状的平板,以使结构的周期性最小和避免由于周期结构产生的寄生副瓣。空间骨架随机化也使得它对极化不敏感。一个空间骨架天线罩一般具有传输损耗是 0.5dB,并且引起天线副瓣在-25dB 电平上平均增加 1dB。视轴偏移可能小于 0.1 mrad,天线噪声温度增加可能小于 5K。空间骨架天线罩直径可以大于 45m 并且它们可以使用在任何微波雷达频率。它们一般可以设计成可用于 150m/h 风速,但也可以被设计成可抵挡高达 300m/h 的风。

刚性天线罩也曾由增强玻璃纤维实心塑料层压薄板和刚性外壳夹芯板制成,但是这些罩通常是比空间骨架型的尺寸小一些。实心层压薄板天线罩直径可以达 10.7m 以及工作频率达到 3GHz。平板有时候按照一种“橘子皮”的几何结构安排。大直径的夹层板天线罩,可以达到 80



英尺,通常用一种 A 型夹层(稍后描述的)建造,但是常常是窄带的<sup>[207]</sup>。用于远程 FAA 航线飞行 ARSR 雷达的某些 L 波段的夹层天线罩据说具有 98% 的传输效率(小于 0.1dB)<sup>[211]</sup>。

**大气对刚性天线罩的影响** 刚性天线罩的一个重要优点就是它的抗恶劣气候环境的能力。在北极地区非常普遍的结冰类型——雾松(Rime ice),对于大多数天线罩都是毫无影响或是几乎没有影响。虽然雾松往往倾向于聚集在多种形式的结构上并且可以达到很大的厚度,但是对于球形天线罩理论和试验都显示雾松(Rime ice)形成得少<sup>[212]</sup>。在绕大球形天线罩上流动的空气流中小水滴的轨迹不会对表面造成撞击。另一方面,冻雨的水滴较大,并且冰雨几乎是 100% 地聚集在天线罩表面上。干燥的雪不会粘在冷的表面上并且通常不成问题。湿的积雪会粘在天线罩上,影响它的传输性能。用加热的方法除雪是昂贵的;但是在较小的天线罩上可以机械除雪:在天线罩顶上结一根绳索,人在下面拉着这根绳索绕着天线罩走就可以除雪。

如果表面是非憎水的,液态水会由于凝结或降雨在天线罩上聚集成一层薄膜。薄膜可以很薄但依然引起几 dB 或者更多的衰减,这取决于频率和水量。Effenberger 等<sup>[213]</sup>声称,在 X 波段一层水薄膜可以导致 8dB 的额外传输损耗。如果水是小滴形式而不是薄膜形式,则额外传输损耗就降低到 1dB。这些损耗与干的空气支撑的天线罩的损耗 0.1dB 和干的金属空间骨架的损耗 0.7dB 不相上下。因此重要的是用于天线罩的材料不吸水并且也不允许水在它的表面形成薄膜。天线罩应当做定期的检查,以确保它的憎水性能不随着时间变弱。

**空气支撑的天线罩** 陆基雷达天线的第一批大天线罩出现在二次世界大战后不久,它由内部气压支撑的坚固柔韧的涂橡胶的密封材料制成。因为天线罩材料相对薄并且均匀,它近似为电薄壳,能提供很低的损耗(小于 0.1dB)和很小视轴误差。空气支撑的天线罩是由三角形纺织物分块制成的,三角形狭条或接缝都在垂直方向上。可靠的运行依赖于使用不间断的电源和备份的鼓风机系统。Teflon 玻璃纤维是一般使用的材料<sup>[210]</sup>。空气支撑的天线罩可以折叠进一个小包,使得它适合于要求机动性和多次快速拆装的可运输雷达。在准备好的地点,50 英尺的空气支撑天线罩可以在大约一两个小时内安装好<sup>[214]</sup>。当宽带工作重要时,这种天线罩也是有吸引力的。

空气支撑的天线罩的寿命受限于紫外线照射、表面腐蚀,以及在风中材料连续不断地弯曲伸缩。使用更好的材料,例如涂氯丁尼龙及涂 Teflon 的玻璃纤维可以延长寿命。在大风中材料可能被飞行的碎片损坏,天线的旋转可能被迫停止以避免纺织物被吹到天线上和撕裂开。然而,这些结构设计得可以抗 100m/h 的风,以及在特殊应用中它已经扩展到 200m/h<sup>[215]</sup>。在大风中,维持内部的压力有时候可能是困难的。频繁和昂贵的维护是另一个问题。空气支撑的天线罩比刚性空间骨架具有较好的电气材料性能,但是后者更加坚固。

**飞机天线罩**<sup>[208,216]</sup> 使用在军用战斗机或攻击机前端的天线罩的形状主要由空气动力学要求决定,而不是由电磁学决定。它常常是蛋卵形或者某些其他类似的圆锥形状。由于机头天线罩的空气动力学形状,入射波束在天线罩表面的入射角取决于扫描角度,可能在  $0^\circ \sim 80^\circ$  之间或者更大。同样,入射极化也随扫描角度变化。这和球形陆基天线罩的情况不同,在后者入射角度和极化是与扫描角相对独立的。这样天线方向图就会失真,产生与扫描角有关的寄生副瓣,以及角度误差。机载天线罩尤其是使用在超音速上的,遭受的机械压力和空气动力学加热是如此严重,以致用介质材料做成的天线罩的电磁性能可能要牺牲一部分,以换取足够的生存机械强度。雨水撞击到飞行中的没有保护的天线罩上,会因亚音速高速的侵蚀在几分钟



之内就导致结构的损坏。在天线罩表面涂一层类似于橡胶的撞击吸收材料,例如氯丁(二烯)橡胶或者聚亚氨酯人造橡胶,可以降低雨水侵蚀。闪电击打可能在天线罩壁上击穿一个洞,并对内部的雷达设备造成严重的毁坏。可在天线罩外表面放一些导体,把闪电转移到这些导体上而不是击穿天线罩壁来降低闪电的破坏作用。如果确保转移闪电所需的导体数量很大,雷达的性能可能会受到影响。在天线罩设计中其他的因素是:避免静电积累,以及避免鸟或冰雹的撞击破坏。此外,天线罩必须能抗高温并且不能过重。有人声称<sup>[216]</sup>,“机载雷达系统其他组件的要求很少有像天线罩那样有如此多样的互相矛盾的要求。”

**天线罩壁构造** 下面是一些已经在天线罩中使用的壁构造。

**薄壁** 这种壁与雷达波长相比是电的薄壁。如果壁的物理厚度是  $d$ , 具有介电常数  $\epsilon$ , 以及波长为  $\lambda$ , 那么薄壁天线罩的特征是  $d < 0.05\lambda/\sqrt{\epsilon}$ 。薄壁天线罩的电气性能好, 但是它可能结构不牢固。

**半波长** 这是一种实心介质面, 它的电气厚度近似半波长。从理论上讲, 半波厚的表面是无反射的, 除材料的欧姆损耗外没有其他损耗。它的带宽和入射角度的范围都是有限的。在这个范围内, 电磁能量可以以最小的反射透过。也可以是倍数半波的面。

**A 夹层** 由两层相对高介电常数的薄蒙皮, 以厚度约为  $1/4$  波长的低介电常数的芯层隔开组成的三层壁。蒙皮是玻璃增强塑料层压的, 且与波长相比是薄的。芯层可能是蜂窝或泡沫材料。

**B 夹层** 与 A 夹层相反, 它具有  $1/4$  波长蒙皮, 蒙皮具有的介电常数低于芯层的介电常数。

**C 夹层** 两个背对背的 A 夹层。当普通 A 夹层不能提供足够的强度时使用它。

**多层** 用于层数比 C 夹层还要多的笼统的术语。

**金属天线罩** 一个具有周期性间隔开孔(例如缝隙)的薄金属板具有带通特性且可用于天线罩。金属结构天线罩克服由介质材料做的天线罩在机械方面的限制, 而且仍然具有好的电气性能<sup>[217]</sup>。它对于摩擦产生的发热也可有较好的散发能力, 以及抗雨、雹、尘及闪电引起的应力能力较好。这种类型的天线罩是频率选择表面, 由于它的带通特性降低了干扰。当用雷达系统不在它自己的通带范围内正面观察时, 它还可以减小飞机机头雷达截面积<sup>[218]</sup>。可是, 对于它的使用代价就是窄带宽。频率选择性表面可以进一步进行改善以使其比具有简单周期缝隙<sup>[219]</sup>的薄金属板有更好的性能。

**旋转罩** 在某些情况下, 天线罩做得随着天线同步旋转。因此它又叫作旋转罩。图 3.45(b)所示的 AWACS AN/APY-1 天线, 图中天线和天线罩是一起设计的, 所以, 天线可以满足高脉冲重复频率(prf)脉冲多普勒雷达要求的非常低副瓣。旋转罩也与 ASDE-3 一起使用, 如图 1.9 所示。这是建在大机场控制塔顶的机场地面探测设备, 用来监控机场滑行的飞机和地面交通。

**自适应天线**<sup>[220~224]</sup>

自适应天线通常是一个阵列。它检测入射到它的孔径的接收信号, 调整孔径照射的相位和幅度, 以使信号对外部噪声比或者信号对杂波比最大。自适应阵列通常要求一些信号, 以及需要排除的噪声或杂波的先验知识。当人们讲全自适应阵列时, 是指阵列的每个单元都是自适应过程的一部分。人们对执行自适应阵列处理的理论和算法做了很多研究, 但是在大阵列天线的每个单元上执行全自适应处理的困难和代价是承受不起的。在全自适应大阵列变得实

际之前,它们主要只具有学术上的意义。不过,有两个重要的雷达应用,在此应用中自适应阵列技术已被证明是实际的和重要的。当只需要相对很少的自适应单元时,自适应才是实际的。一个这样的应用是副瓣对消,另一个是使用空时自适应处理的 AEW 雷达。

**副瓣对消<sup>[225]</sup>** 副瓣对消时天线自适应地使天线辐射方向图中的零点放置到有限个数的噪声干扰发射机的方向,使得在噪声进入接收机之前就抑制了噪声。在主雷达天线上或附近放置几个全向(或宽波束)辅助天线单元。典型的可能是 3~6 个辅助单元,用于副瓣对消。主雷达天线可以是反射面或相控阵。理论上,一个辅助单元(一个自由度)可以产生一个自适应零点;实际上,特别是当多路径传播出现时,在某些场合可能需要两个辅助单元才能放置一个合适的零点到一个噪声源的方向。副瓣对消是自适应天线一个成功的应用,已经实际地应用在若干雷达系统中。

**空时自适应处理(STAP)** 军用机载动目标显示雷达或机载早期预警(AEW)雷达必须能够消除地面杂波回波,后者相对于运动雷达具有非零多普勒速度,还要消除通过天线副瓣进入雷达的敌方干扰。根据 J. Ward<sup>[226]</sup>“空时自适应处理(STAP)就是指多维自适应滤波算法,它同时组合来自阵列天线单元的信号和相干雷达波形的多个脉冲,以抑制干扰和提供目标方向”。海军研究所的 Fred Staudaheer<sup>[227]</sup>描述了在空域处理、时域处理,以及空时处理之间的不同之处在于:空域自适应阵列处理是对相同时刻不同空间位置(对应天线单元)采样的接收信号数集的组合。时域自适应阵列处理是对在相同空间位置(即一个反射器天线的输出)接收信号采样数集的组合。采样是在不同的时间间隔,例如自适应动目标显示的若干周期处进行的。空时自适应阵列处理是对在不同的时间间隔和在不同的空间位置,采样信号的二维数集的组合。

STAP(空时自适应处理)及其他形式的天线自适应处理,更多的是电路设计和算法开发的问题,而不是天线的课题。

### 寻求超分辨率

雷达分辨两个角度目标的能力,取决于它们的相对雷达截面积、信噪比、天线波束宽度、两个信号之间的相位差,以及用来确立分辨率的准则。已被人们普遍接受的是只要两个相同目标分开 0.8 个波束宽度,信噪比大到足以很好检测,它们在角度上就可以被分辨出来。如果有更高信噪比和在两个信号之间承认有相位差,那么分辨率会比这更好。可是,常有不同的用于得到更好的雷达系统角度分辨率的建议——迄今所有均未真正成功!

一个令人印象深刻的据说是好的方法,被称为谱估计或超分辨率<sup>[228]</sup>。它也用所用的许多算法的名称命名,如最大熵方法、自回归、Burg 算法等。这些角度分辨方法适用于非相干源,例如独立的噪声辐射器(干扰机或者射电星)。超分辨率方法基本上和自适应天线一样将锐零点放置到噪声源的方向。除了两个图形是相互颠倒的以外,超分辨率和自适应天线采用相同的算法、相同的硬件,输出图形也是一样的。即自适应天线的零点倒转变成了超分辨率的窄尖峰。

超分辨率可以分辨相距很近的两个类噪声源,但是不能可靠地分辨由相同雷达照射的多个目标的回波。由相同雷达照射的多个目标的回波,相互之间具有相位关系,因此是相关的。超分辨率或谱估计算法采用的是非线性的数学运算。当来自同一部雷达的多个回波信号作非线性处理时,就会产生不能允许有好的分辨能力的寄生信号。因而超分辨率不能对雷达回波信号改善角度分辨率。这是由 A. W. Rihaczek 在雷达文献中首次确定的<sup>[229]</sup>。

### 其他“超分辨率”概念

在传统的天线文献中,经常可以找到关于“超方向性”天线阵概念的讨论(以前叫作超增益<sup>[230]</sup>)。它是指方向性比均匀口径照射的同样天线的方向性高得多的天线阵(它的天线口径照射效率据说可明显超过100%),提出了很多理由说明这种天线不能在实际中应用(如带宽过窄,  $Q$  值过高, 口径电流过大, 损耗过大, 以及极端苛刻的公差要求)。而且超增益天线要求口径照射的幅度变化(空间上)很快, 已经超出了给定 RF 频率的信号的在口径上的变化。超方向性是从天线方向图的简单代数模型得出的, 而不是对实际雷达天线的麦克斯韦方程的解。

在 20 世纪 60 年代, 乘法阵列作为“超分辨率”技术的出现, 着实在一段时间里引起波动。在乘法阵列中, 各个单元的输出是以非线性的方式, 而不是以线性的方式合并。口径照射的非线性处理会得到一个看上去窄的天线方向图。例如,  $N$  单元阵列的方向图可以用  $N$  阶多项式来表示。如果一半天线阵的输出同另外一半天线阵的输出相乘, 结果可以用  $(N^2/4)$  阶的多项式表示, 把它画出来后, 看上去像一个比  $N$  阶的方向图窄得多。通过简单的乘法处理就可以得到很窄的方向图, 作为提高分辨率的一种手段, 看起来很有吸引力。然而, 当两个目标距离很近的时候, 通过乘法处理后的结果还不如一个大阵的结果, 反而使得事情变得更差, 因为非线性的处理方法会产生寄生信号(当采用平方或立方非线性处理方法时, 方向图也会比常规天线更窄, 看起来分辨率更好, 但是当多个目标同时出现时, 结果方向图不是单独方向图的合成, 而是变得更糟)。

曾经尝试一种叫作“数据恢复”的方法试图改善分辨率, 它对接收口径照射进行平滑, 然后将它外推到超出天线物理范围之外。这样做也未能像预期那样提高分辨率。

因此, 不要指望通过对一个天线进行某些非线性处理就可以得到很好的角度分辨率。看起来没有神奇的雷达分辨率算法。改善角度分辨率过去惟一成功方法就是当口径的电尺寸不能增加时, 增加信噪比, 并且在回波信号进行处理时承认有相位的差异来进行分辨。

### 相控阵天线使用的微电子机械开关<sup>[232, 233]</sup>

微电子机械开关, 或 MEMS, 是一个体积小, 惯性低, 动作迅速的, 由静电场触发的开关。开关的机械装置通常是一些悬臂状、圆盘状或膜片形式的构造。例如在悬挂于聚合物连接柱的上方的接点是一个  $0.3\mu\text{m}$  厚的铝制膜片, 悬挂膜片距离下方基片表面  $4\mu\text{m}$ , 底部有  $0.7\mu\text{m}$  厚的金制接点或铝制金属层。金属层的顶部是一层薄的介质, 通常是  $0.1\mu\text{m}$  厚的氮化硅 ( $1000\text{\AA}$ )。它并不是一个金属接触开关, 而是通过容抗的改变来实现切换。开关底部的介质同上面悬挂的金属薄膜相连, 避免了如果两个金属层短接可能出现的收缩问题。

MEMS 的带宽很宽, 可以工作在几兆到  $40\text{GHz}$ 。每次开关的插入损耗小于  $0.2\text{dB}$ 。开关能在  $2\sim 5\mu\text{s}$  内动作, 且能承受最大  $10\text{W}$  的射频功率。拉入电压能从  $10\sim 30\text{V}$ 。由于 MEMS 由一个直流静电场起动, 因而无须直流电流且消耗功率很少。动作所需的能量在  $10\text{nJ}$  的量级。

MEMS 可以像图 9.17 中数字移相器二极管开关的使用方法一样, 通过接通和断开固定长度的传输线来得到变化的相移。这种类型的 X 波段 4 位移相器的损耗在  $1.2\sim 2\text{dB}$ 。尺寸大约为  $6\text{mm}\times 9\text{mm}$ 。这些移相器可以制作在硅晶片上。单个 8 英寸的晶片上可以安放上百个移相器, 使得它们具有低成本。

据说<sup>[234]</sup>电扫相控阵雷达采用 MEMS 时, 当单元数超过 10 000 个时, 这样的阵列就具有减少成本、重量、功耗的潜力。

## 参考文献

1. Kraus, J. D. *Antennas*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1988, Sec. 10–12.
2. Probert-Jones, J. R. “The Radar Equation in Meteorology.” *Quart. J. Roy. Meteor. Soc.* 88 (1962), pp. 485–495.
3. Stutzman, W. L. “Estimating Directivity and Gain of Antennas.” *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 40 (August 1998), pp. 7–11.
4. Evans, G. E. *Antenna Measurement Techniques*, Artech House, Boston, MA, 1990, p. 115.
5. Cutler, C. C., A. P. King, and W. E. Kock. “Microwave Antenna Measurements.” *Proc. IRE* 35 (December 1947), pp. 1462–1471.
6. Sherman, J. W. “Aperture-Antenna Analysis.” *Radar Handbook*, 1st ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1970, Chap. 9.
7. Mints, M. Ya., Ye. D. Prilepskiy, and V. M. Zaslonko. “Optimization of the Radiation Power Concentration Factor of an Antenna with a Circular Aperture and a Maximally Flat Radiation Pattern.” *Soviet J. of Communications Technology and Electronics* 34 (May 1989), pp. 33–39.
8. Silver, S. *Microwave Antenna Theory and Design*, vol. 12 of the M. I. T. Radiation Laboratory Series. New York: McGraw-Hill, 1949, Chap. 6.
9. Silver, S. Ref. 8, Sec. 6.5.
10. Sherman, J. W. Ref. 6, Sec. 9.2.
11. Bodnar, D. G. “Materials and Design Data.” *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 46, Sec. 46–5.
12. Jasik, H. “Fundamentals of Antennas.” *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.), New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 2, Sec. 2.7.
13. Johnson, R. C. *Designer Notes for Microwave Antennas*. Boston: Artech House, 1991, Sec. A.12.
14. Cutler, C. C. “Parabolic Antenna Design for Microwaves.” *Proc. IRE* 35 (November 1947), pp. 1284–1294.
15. Sciambi, A. F. “The Effect of the Aperture Illumination on the Circular Aperture Antenna Pattern Characteristics.” *Microwave J.* 8 (August 1965), pp. 79–84.
16. Olver, A. D., P. J. B. Clarricoats, A. A. Kishk, and L. Shafai. *Microwave Horns and Feeds*. New York: IEEE Press, 1994.
17. Ruze, J. “Feed Support Blockage Loss in Parabolic Antennas.” *Microwave J.* 11 (December 1968), pp. 76–80.
18. Kildal, P-S, E. Olson, and J. A. Aas. “Losses, Sidelobes, and Cross Polarization Caused by Feed-Support Struts in Reflector Antennas: Design Curves.” *IEEE Trans. AP-36* (February 1988), pp. 182–190.
19. Rudge, A. W., and N. A. Adatia. “Offset-Parabolic-Reflector Antennas: A Review.” *Proc. IEEE* 66 (December 1978), pp. 1592–1618.
20. Cook, J. H., Jr. “Earth Station Antennas.” *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.), New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 36, pp. 36-8 to 36-10.
21. Terada, M. A., and W. L. Stutzman. “Design of Offset-Parabolic-Reflector Antennas for Low Cross-Pol and Low Sidelobes.” *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 35, no. 6 (December 1993), pp. 436–449.

22. Terada, M. A., and W. L. Stutzman. "Computer-aided Design of Reflector Antennas." *Microwave J.* 38 (August 1995), pp. 64–73.
23. Weiss, H. G. "The Haystack Microwave Research Facility." *IEEE Spectrum* 2 (February 1965), pp. 50–59.
24. Hannan, P. W. "Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope." *IRE Trans.* AP-9 (March 1961), pp. 140–153.
25. Josefsson, L. G. "A Broad-Band Twist Reflector." *IEEE Trans.* AP-19 (July 1971), pp. 552–554.
26. Lewis, B. L., and J. P. Shelton. "Mirror Scan Antenna Technology." *Record of the IEEE 1980 International Radar Conf.*, Arlington, VA, pp. 279–283. IEEE Publication 80CH1493-6 AES.
27. Dwight, H. B. *Tables of Integrals and Other Mathematical Data*. New York: Macmillan, 1947, Equation No. 420.3.
28. Bickmore, R. W. "A Note on the Effective Aperture of Electronically Scanned Arrays." *IRE Trans.* AP-6 (April 1958), pp. 194–196.
29. Elliott, R.S. "The Theory of Antenna Arrays." *Microwave Scanning Antennas*, R. C. Hansen, (Ed.). New York: Academic, 1966, vol. II, Chap. 1.
30. Koul, S. K., and B. Bhat. *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters, Vol. II, Semiconductor and Delay Line Phase Shifters*. Boston: Artech House, 1991.
31. Garver, R. V. *Microwave Diode Control Devices*. Boston: Artech House, 1976.
32. Tang, R., and R. W. Burns. "Phased Arrays." *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 20, pp. 20-36 to 20-44.
33. White, J. F. *Microwave Semiconductor Engineering*. New Jersey: Van Nostrand, 1982.
34. Temme, D. H. "Diode and Ferrite Phaser Technology." *Phased Array Antennas*, A. A. Oliner and G. H. Knittel (Eds.). Boston: Artech House, 1972, pp. 212–218.
35. Koul, S. K., and B. Bhat. Ref. 30, Chap. 11.
36. Andricos, C., I. J. Bahl, and E. L. Griffin. "C-Band 6-Bit Monolithic Phase Shifter." *IEEE Trans.* MTT-33 (December 1985), pp. 1591–1596.
37. Koul, S. K., and B. Bhat. Ref. 30, Chap. 12.
38. Shenoy, R. P. "Phased Array Antennas." *Advanced Radar Techniques and Systems*, G. Galati (Ed.). Peter Peregrinus, 1993, Chap. 10, Sec. 10.27.
39. Stark, L. "Microwave Theory of Phased Array Antennas—A Review." *Proc. IEEE* 62 (December 1974), pp. 1661–1701.
40. Koul, S. K., and B. Bhat. *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters, Vol. I, Dielectric and Ferrite Phase Shifters*. Boston: Artech House, 1991.
41. Rodrique, G. P. "A Generation of Microwave Ferrite Devices." *Proc. IEEE* 76 (February 1988), pp.121–137.
42. Stark, L., R. W. Burns, and W. P. Clark. "Phase Shifters for Phased Arrays," *Radar Handbook*, 1st ed., M. Skolnik (Ed.), New York: McGraw-Hill, 1970, Chap. 12.
43. Whicker, L. R. (Ed.). *Ferrite Control Devices, Vol. 2, Ferrite Phasers and Ferrite MIC Components*. Boston: Artech House, 1974.

44. Wicker, L. R., and R. R. Jones. "A Digital Current Controlled Latching Ferrite Phase Shifter." *IEEE 1965 International Convention Record*, pt. V, pp. 217–223.
45. Cattgasrin, G., et al. "A Digital Ferrite Phase-Shifter for High Power S-Band Operation." *Rivista Tecnica, Selenia* 8, no. 2 (1982), pp. 29–34.
46. Hord, W. E. "Microwave and Millimeter-Wave Ferrite Phase Shifters." *Microwave J.* 1989 State of the Art Reference, pp. 81–93.
47. Ince, W. J., and E. Stern. "Nonreciprocal Remanence Phase Shifters in Rectangular Waveguide." *IEEE Trans. MTT-15* (February 1967), pp. 87–95.
48. Koul, S. K., and B. Bhat. Ref. 40, Sec. 4.8.
49. Junding, W., et al. "Analysis of Twin Ferrite Toroidal Phase Shifter in Grooved Waveguide." *IEEE Trans. MTT-42* (April 1994), pp. 616–621.
50. DiBartolo, J., W. J. Ince, and D. H. Temme. "A Solid State 'Flux Drive' Control Circuit for Latching-Ferrite-Phaser Applications." *Microwave J.* 15 (September 1972), pp. 59–64.
51. Koul, S. K., and B. Bhat. Ref. 40, Sec. 5.6.
52. Fox, G. A., S. E. Miller, and M. T. Weiss. "Behavior and Application of Ferrites in the Microwave Region." *Bell System Tech. J.* 34 (January 1955), pp. 5–103.
53. Fox, A. G. "An Adjustable Wave-Guide Phase Changer." *Proc. IRE* 35 (September 1947), pp. 1489–1498.
54. Yansheng, X., and J. Zhengchang. "Dual-Mode Latching Ferrite Devices, Part I." *Microwave J.* 29 (May 1986), pp. 277–280.
55. Whicker, L. R., and C. W. Young, Jr. "The Evolution of Ferrite Control Components." *Microwave J.* 21 (November 1978), pp. 33–37.
56. Ince, W. J. "Recent Advances in Diode and Ferrite Phaser Technology for Phased-Array Radars, Part II." *Microwave J.* 15 (October 1972), pp. 31–36.
57. Yansheng, X., and J. Zhengchang. "Dual-Mode Latching Ferrite Devices, Part II." *Microwave J.* 29 (May 1986), pp. 282–286.
58. Monaghan, S. R., and M. C. Mohr. "Polarization Insensitive Phase Shifter for Use in Phased-Array Antennas." *Microwave J.* 12 (December 1969), pp. 75–80.
59. Hord, W. E. "Design Considerations for Rotary-Field Ferrite Phase Shifters." *Microwave J.* 31 (November 1988), pp. 105–115.
60. Boyd, C. R., Jr. "Progress in Ferrite Phase Shifters," Microwave Applications Group brochure, Santa Maria, CA (no date).
61. Varadan, V. K. "A Novel Microwave Planar Phase Shifter." *Microwave J.* 38 (April 1995), pp. 244–254.
62. Ajioka, J. S. "Frequency-Scan Antennas." *Antenna Engineering Handbook*, R. C. Johnson (Ed.), New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 19.
63. Hammer, I. W. "Frequency-Scanned Arrays." *Radar Handbook*, 1st ed., M. Skolnik (Ed.), New York: McGraw-Hill, 1970, Chap. 13.
64. Begovich, N. A. "Frequency Scanning." *Microwave Scanning Antennas, Vol. III*, R. C. Hansen (Ed.), New York: Academic, 1966, Chap. 2.



65. Johansson, F. S., L. G. Josefsson, and T. Lorentzon. "A Novel Frequency-Scanned Reflector Antenna." *IEEE Trans. AP-37* (August 1989), pp. 984–989.
66. Johansson, F. S. "Frequency-Scanned Gratings Consisting of Photo-Etched Arrays." *IEEE Trans. AP-37* (August 1989), p. 996–1002.
67. Croney, J. "Doubly Dispersive Frequency Scanning Antenna." *Microwave J.* 6 (July 1963), pp. 76–80.
68. Tang, R. "Practical Aspects of Phased Array Design." *Antenna Handbook*, Y. T. Lo and S. W. Lee (Ed.). New York: Van Nostrand Reinhold, 1988, Chap. 18, pp. 18-6 to 18-11.
69. Hansen, R. C. *Phased Array Antennas*. New York: John Wiley, 1998. Chap. 5.
70. Hansen, R. C. Ref. 69. Sec. 8.2.
71. Stark, L. "Comparison of Array Element Types." *Phased Array Antennas, Proc. 1970 Phased Array Antenna Symp.* Dedham, MA: Artech House, 1972. pp. 51–67.
72. Tang, R., and R. W. Burns. "Phased Arrays." *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 20.
73. Edward, B., and D. Rees. "A Broadband Printed Dipole with Integrated Balun." *Microwave J.* 35 (May 1987), pp. 339ff.
74. Mailloux, R. J. *Phased Array Antenna Handbook*. Boston: Artech House, 1994.
75. Richard, W. F. "Microstrip Antennas." *Antenna Handbook*, Y. T. Lo and S. W. Lee (Eds.). New York: Van Nostrand Reinhold, 1988, Chap. 10.
76. Lewis, L. R. "Phased Array Elements—Part 2." In *Practical Phased Array Antenna Systems*, E. Brookner (Ed.). Boston: Artech House, 1991, Lecture 5.
77. Cheston, T. C., and J. Frank. "Phased Array Radar Antennas." *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 7, pp. 7.31–7.32.
78. Mailloux, R. J. Ref. 74, Chap. 6.
79. Hansen, R. C. Ref. 69, Chap. 7.
80. Hannan, P. W. "The Element-gain Paradox for a Phased-Array Antenna." *IEEE Trans. AP-12* (July 1964), pp. 423–433.
81. Pozar, D. M., and D. H. Schaubert. "Scan Blindness in Infinite Arrays of Printed Dipoles." *IEEE Trans. AP-32* (June 1984), pp. 602–610.
82. Byron, E. V., and J. Frank. "'Lost Beams' from a Dielectric Covered Phased-Array Aperture." *IEEE Trans. AP-16* (July 1968), pp. 494–499.
83. King, D. D., and H. J. Peters. "Element Interaction in Steerable Arrays." *Microwave J.* 6 (February 1963), pp. 73–77.
84. Mailloux, R. J. Ref. 78, p. 314.
85. Kinsel, J., B. J. Edward, and D. E. Rees. "V-Band Space-Based Phased Arrays." *Microwave J.* 30 (January 1987), pp. 89–102.
86. Mailloux, R. J. "Phased Array Architecture." *Proc. IEEE* 80 (January 1992), pp. 163–172. See also Mailloux, Ref. 74, Sec. 5.3.1.
87. Patton, W. T. "Array Feeds." In *Practical Phased-Array Antenna Systems*, E. Brookner (Ed.). Boston: Artech House, 1991, Lecture 6.
88. Hansen, R. J. Ref. 69, Secs. 2.3.4 and 2.3.5.



89. Smith, M. S., and Y. C. Guo. "A Comparison of Methods for Randomizing Phase Quantization Errors in Phased Arrays." *IEEE Trans. AP-31* (November 1983), pp. 821–828.
90. Cheston, T. C., and J. Frank. Ref. 77, Sec. 7.8.
91. Cheston, T. C., and J. Frank. Ref. 77, pp. 7.53–7.55.
92. Patton, W. T. "Compact, Constrained Feed Phased Array for the AN/SPY-1." In *Practical Phased-Array Antenna Systems*, E. Brookner (Ed.). Boston: Artech House, 1991, Lecture 8.
93. Sharp, E. D. "A Triangular Arrangement of Planar-Array Elements that Reduces the Number Needed." *IRE Trans. AP-9* (March 1961), pp. 126–129.
94. Cheng, D. H. S. "Characteristics of Triangular Lattice Arrays." *Proc. IEEE* 56 (November 1968), pp. 1811–1817.
95. Nelson, E. A. "Quantization Sidelobes of a Phased Array with a Triangular Element Arrangement." *IEEE Trans. AP-17* (May 1969), pp. 363–365.
96. Agrawal, A. K., and E. L. Holzman. "Beamformer Architectures for Active Phased-Array Radar Antennas." *IEEE Trans. AP-47* (March 1999), pp. 432–442.
97. Holzman, E. L., A. K. Agrawal, and J. G. Ferrante. "Active Phased Array Design for High Clutter Improvement Factor." *1996 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, October 15–18, 1996, IEEE Catalog Number 96TH8175, pp. 44–47.
98. Reed, J. E. "The AN/FPS-85 Radar System." *Proc. IEEE* 57 (March 1969), pp. 324–335.
99. Grimes, M. D., J. M. Major, and T. J. Warnagiris. "Peak Power Tailoring and Phase Nulling of the AN/FPS-85 Radar." *SPIE* 2154, *Intense Microwave Pulses II*, pp. 241–246, 1994.
100. Brookner, E. *Aspects of Modern Radar*. Boston: Artech House, 1988, Sec. 2.2.1.2, p. 198, and pp. 279–281.
101. Sarcione, M., et al. "The Design, Development and Testing of the THAAD (Theater High Altitude Area Defense) Solid State Phased Array (formerly Ground Based Radar)." *1996 IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, October 15–18, 1996, IEEE Catalog Number 96TH8175, pp. 260–265.
102. Dryer, et al. "EL/M 2080 ATBM Early Warning and Fire Control Radar System." *1996 IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, October 15–18, 1996, IEEE Catalog Number 96TH8175, pp. 11–16.
103. Malas, J. A. "F-22 Radar Development." *Proc. IEEE 1997 NAECON* 2, pp. 831–839, IEEE Catalog no. CH36015-97.
104. Barton, D. K. "The 1993 Moscow Air Show." *Microwave J.* 37 (May 1994), pp. 24ff.
105. Corey, L. E. "A Survey of Russian Low Cost Phased-Array Technology." *1996 IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, October 15–18, 1996, IEEE Catalog Number 96TH8175, pp. 255–259.

107. Shelton, J. W. "Fast Fourier Transform and Butler Matrices." *Proc. IEEE* 56 (March 1968), p. 350.
108. White, W. D. "Pattern Limitations in Multiple-Beam Antennas." *IRE Trans. AP-10* (July 1962), pp. 430–436.
109. Barton, P. "Digital Beam Forming of Radar." *IEE Proc.* 127, Pt. F., No. 4 (August 1980).
110. Steyskal, H., and J. F. Rose. "Digital Beamforming for Radar Systems." *Microwave J.* 32 (January 1989), pp. 121ff.
111. Steyskal, H. "Digital Beamforming at Rome Laboratory." *Microwave J.* 39 (February 1996), pp. 100ff.
112. Farina, A. *Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems*. Boston: Artech House, 1992, Sec. 2.7.
113. Skolnik, M. "Improvements for Air-Surveillance Radar." *Proc. 1999 IEEE Radar Conf.* April 20–22, 1999, IEEE Catalog Number 99CH36249, pp. 18–21.
114. Steyskal, H., and J. S. Herd. "Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas." *IEEE Trans. AP-38* (December 1990), pp. 1971–1975.
115. Lewis, B. L., F. F. Kretschmer, and W. W. Shelton. *Aspects of Radar Signal Processing*. Norwood, MA: Artech House, 1986, Chap. 3.
116. Brookner, E., and J. M. Howell. "Adaptive-Adaptive Array Processing." *Proc. IEEE* 74 (April 1986), pp. 602–604.
117. Gabriel, W. F. "Using Spectral Estimation Techniques in Adaptive Processing Antenna Systems." *IEEE Trans. AP-34* (April 1986), pp. 291–300.
118. Mailloux, R. J. "Array Failure Correction with a Digitally Beamformed Array." *IEEE Trans. AP-44* (December 1996), pp. 1543–1550.
119. Wirth, W. D. "Long Term Integration for a Floodlight Radar." *1995 IEEE International Radar Conf.* Arlington, VA, pp. 698–703.
120. Headrick, J. M. "HF Over-the-Horizon Radar." *Radar Handbook*, M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 24.
121. Sparks, R. A. "Systems Applications of Mechanically Scanned Array Antennas." *Microwave J.* 31 (June 1988), pp. 26–48.
122. Richardson, P. N., and H. Y. Yee. "Design and Analysis of Slotted Waveguide Antenna Arrays." *Microwave J.* 31 (June 1988), pp. 109ff.
123. Yee, H. Y., and R. C. Voges. "Slot-Antenna Arrays." *Antenna Engineering Handbook*. 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.), New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 9.
124. Watson, C. K., and K. Ringer. "Feed Network Design for Airborne Monopulse Slot-Array Antennas." *Microwave J.* 31 (June 1988), pp. 129ff.
125. Kraus, J. D. *Antennas*, 2nd ed., New York: McGraw-Hill, 1988, Sec. 4.6.
126. Butler, J. M., A. R. Moore, and H. D. Griffiths. "Resource Management for a Rotating Multi-Function Radar." *Radar-97, 14-16 October 1997*, IEE Publication No. 449, pp. 568–572.
127. Billam, E. R. "Rotating vs Fixed Active Arrays for Multifunction Radar." *Radar-97, 14-16 October 1997*, IEE Publication No. 449, pp. 573–575.

128. Mailloux, R. J. Ref. 74, Chap. 3, "Pattern Synthesis for Linear and Planar Arrays."
129. Dolph, C. L. "A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship between Beamwidth and Side Lobe Level." *Proc. IRE* 34 (June 1946), pp. 335–348; also discussion by H. J. Riblet, vol. 35, pp. 489–492.
130. Taylor, T. T. "Design of Line-Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Side Lobes." *IRE Trans.* AP-3 (January 1955), pp. 16–28.
131. Hansen, R. C. "Linear Arrays." *Handbook of Antenna Design*, vol. 2, A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Oliver, and P. Knight (Eds.). London: Peter Peregrinus, 1983, Chap. 9.
132. Hansen, R. C. "Measurement Distance Effects on Low Sidelobe Patterns." *IEEE Trans.* AP-32 (June 1984), pp. 591–594.
133. Taylor, T. T. "Design of Circular Apertures for Narrow Beamwidths and Low Sidelobes." *IRE Trans.* AP-8 (January 1960), pp. 17–22.
134. White, W. D. "Desirable Illuminations for Circular Aperture Arrays." Institute for Defense Analyses, Arlington, VA, Research paper P-351, IDA Log No. HQ 67–6476, December 1967.
135. White, W. D. "Circular Aperture Distribution Functions." *IEEE Trans.* AP-25 (September 1977), pp. 714–716.
136. Elliott, R. S. *Antenna Theory and Design*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1981.
137. Bayliss, E. T. "Design of Monopulse Antenna Difference Patterns with Low Sidelobes." *Bell System Tech. J.* 47 (May–June 1968), pp. 623–650.
138. Hansen, R. C. *Phased Array Antennas*. New York: John Wiley, 1998, Sec. 3.7.
139. Lopez, A. R. "Sharp Cutoff Radiation Patterns." *IEEE Trans.* AP-27 (November 1979), pp. 820–824.
140. Ruze, J. "Physical Limitations on Antennas." MIT Research Lab. Electronics Tech. Rept. 248, Oct. 20, 1952; or see p. 255 of the 2nd ed. of this text.
141. Shrader, W. W., and V. Gregers-Hansen. "MTI Radar." *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 15, Fig. 15.64.
142. Ruze, J. "Antenna Tolerance Theory—A Review." *Proc. IEEE* 54 (April 1966), pp. 633–640.
143. Ruze, J. "Physical Limitations on Antennas." MIT Research Lab. Electronics Tech. Rept. 248, Oct. 30, 1952.
144. Skolnik, M. I. "Nonuniform Arrays." *Antenna Theory*, Pt I, R. E. Collin and F. J. Zucker (Eds.). New York: McGraw-Hill, 1969, Chap. 6, Sec. 6.6.
145. Rondinelli, L. A. "Effects of Random Errors on the Performance of Antenna Arrays of Many Elements." *IRE Natl. Conv. Record* 7, pt. 1 (1959), pp. 174–187.
146. Lichter, M. "Beam-Pointing Errors of Long Line Sources." *IRE Trans.* AP-8 (May 1960), pp. 268–275.
147. Hsiao, J. K. "Design of Error Tolerance of a Phased Array." *Electronic Letters* 21, no. 19 (September 12, 1985), pp. 834–836.
148. Hsiao, J. K. "Array Sidelobes, Error Tolerance, Gain, and Beamwidth." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 8841, September 28, 1984.

149. Cheston, T. C., and J. Frank. "Phased Array Radar Antennas." Chap. 7, *Radar Handbook*, 2nd ed., M. I. Skolnik (Ed.), New York: McGraw-Hill, 1990, p. 7.41.
150. Cheston, T. C., and J. Frank. Ref. 148, Sec. 7.6.
151. Miller, C. J. "Minimizing the Effects of Phase Quantization in an Electronically Scanned Array." *Proc. of Symp. on Electrically Scanned Array Techniques and Applications*, Rome Air Development Center Technical Documentary Report RADC-TDR-64-225, vol. 1, pp. 17-38, July, 1964.
152. Evans, G. E., and H. E. Schrank. "Low-Sidelobe Radar Antennas." *Microwave J.* 26 (July 1983), pp. 109-117.
153. Schrank, H. E. "Low Sidelobe Phased Array Antennas." *IEEE APS Newsletter* (April 1983), pp. 5-9.
154. White, W. D. "Desirable Illuminations for Circular Aperture Antennas, Research Paper P-351." Institute for Defense Analyses, Arlington, VA, December 1967.
155. Ludwig, A. C. "Low Sidelobe Aperture Distribution for Blocked and Unblocked Circular Apertures." *IEEE Trans.* AP-30 (September 1982), pp. 933-946.
156. Taylor, T. T. "Design of Circular Apertures for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes." *IRE Trans.* AP-8 (January 1960), pp. 17-22.
157. Green, T. J. "The Influence of Masts on Ship-Borne Radar Performance." *Radar-77, IEE (London) Conference Publication* no. 155 (October 1977), pp. 405-408.
158. Mangulis, V. "Effective Sidelobe Levels Due to Scatterers." *IEEE Trans.* AES-15 (May 1979), pp. 325-333.
159. Mangulis, V. "Antenna Sidelobes in the Presence of Flat Reflectors." *IEEE Trans.* AES-30 (October 1994), pp. 1122-1125.
160. Scorer, M. "The Calculation of Radome Induced Sidelobes." *Radar-77, IEE (London) Conference Publication* No. 155 (October 1977), pp. 414-418.
161. Ricardi, L. J. "Radiation Properties of the Binomial Array." *Microwave J.* 15 (December 1972), p. 20.
162. Krall, A. D., D. G. Jablonski, and J. Coughlin. "Radiation Properties of a 'Gaussian' Antenna." *Microwave J.* 27 (May 1984), pp. 283 & 288.
163. Patton, W. T. "Low-Sidelobe Antennas for Tactical Phased-Array Radars." *RCA Engineer* 27 (Sept./Oct 1982), pp. 31-36.
164. Maine, E. E., Jr., and J. M. Willey. *The Fixed Array Surveillance Radar*, private communication.
165. Schrank, H. E. "Low Sidelobe Reflector Antennas." *IEEE APS Newsletter*, (April 1985), pp. 5-16.
166. Scudder, R. M. "Advanced Antenna Design Reduces Electronic Countermeasures Threat." *RCA Engineer* 23 (Feb./Mar. 1978), pp. 61-65.
167. Williams, N., P. Varnish, and D. J. Browning. "Reduced Cost Low Sidelobe Reflector Antenna Systems." *IEE (London) International Conf. Radar-82* (October 1982), pp. 351-354.
168. Fante, R. L., P. R. Franchi, N. R. Kerweis, and L. F. Dennett. "A Parabolic Cylinder Antenna with Very Low Sidelobes." *IEEE Trans.* AP-28 (January 1980).
169. Evans, G. E. *Antenna Measurement Techniques*. Boston: Artech House, 1990.

170. Hacker, P. S., and H. E. Schrank. "Range Distance Requirements for Measuring Low and Ultralow Sidelobe Antenna Patterns." *IEEE Trans. AP-30* (September 1982), pp. 956–966.
171. Tang, R., and R. Brown. "Cost Reduction Techniques for Phased Arrays." *Microwave J.* 30 (January 1987), pp. 139–146.
172. Skolnik, M. "The Radar Antenna—Circa 1995." *J. Franklin Inst.* 332B, no. 5 (May 1995), pp. 503–519.
173. Cheston, T. C., and J. Frank. "Phased Array Radar Antennas." Chap. 7, *Radar Handbook*, M. Skolnik (ed.) New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 7, Sec. 7.7.
174. Mailloux, R. J. Ref. 74, Sec. 8.3.
175. Smolders, A. B. "Design and Construction of a Broadband Wide-Scan-Angle Phased-Array Antenna with 4096 Radiating Elements." *1996 IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, Boston, MA, October 15–18, 1996, pp. 87–92.
176. Baugh, R. A. *Computer Control of Modern Radars*. published by RCA Corp., (now Lockheed Martin) Aegis Department, Moorestown, NJ, 1973.
177. Huizing, A. G., and A. A. F. Bloemen. "An Efficient Scheduling Algorithm for a Multifunction Radar." *1996 IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, Boston, MA, October 15–18, 1996, pp. 359–364.
178. Billam, E. R. "The Problem of Time in Phased Array Radar." *Radar-97*, October 14–16, 1997, IEEE Publication No. 449, pp. 563–567.
179. Bony, Gilbert. "Electrically Controlled Dielectric Panel Lens," United States Patent No. 3,708,796, Jan. 2, 1973.
180. Skolnik, M. I. "The Radar Antenna—Circa 1995." *J. Franklin Institute*, 332B, No. 5 (1995), pp. 503–519.
181. Chekroun, C., et al. "RADANT. New Method of Electronic Scanning." *Microwave J.* 24 (February 1981), pp. 45–53.
182. Rao, J. B. L., G. V. Trunk, and D. P. Patel. "Two Low-Cost Phased Arrays." *1996 IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, Boston, MA, October 15–18, 1996, pp. 119–124.
183. Colin, Jean-Marie. "Phased Array Radars in France. Present & Future." *1996 IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, Boston, MA, October 15–18, 1996, pp. 458–462.
184. Rao, J. B. L., D. P. Patel, and V. Krichevsky. "Voltage-Controlled Ferroelectric Lens Phased Arrays." *IEEE Trans. AP-47* (March 1999), pp. 458–468.
185. Mailloux, R. J. "Conformal and Low-Profile Arrays." *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.), New York: McGraw-Hill, Chap. 21, 1993.
186. Hsiao, J. K. "Approximation of a Conformal Array with Multiple, Simultaneously Excited Planar Arrays," Naval Research Laboratory, Washington, D. C., Report 7442, July 28, 1972.
187. Skolnik, M. I. "Nonuniform Arrays." *Antenna Theory*, pt. I, R. E. Collin and F. J. Zucker (Eds.), New York: McGraw-Hill, 1969, Chap. 6.
188. Mailloux, R. J. *Phased Array Antenna Handbook*. Boston: Artech House, 1994, Sec. 2.4.

189. Skolnik, M. I., G. Nemhauser, and J. W. Sherman. "Dynamic Programming Applied to Unequally Spaced Arrays." *IEEE Trans. AP-12* (January 1964), pp. 35–43.
190. Skolnik, M. I., J. W. Sherman, and F. C. Ogg. "Statistically Designed Density-Tapered Arrays." *IEEE Trans. AP-12* (July 1964), pp. 408–417.
191. Hall, W. P., Jr., and R. D. Nordmeyer. "Active-Element, Phased Array Radar: Affordable Performance for the 1990s." *IEEE National Telesystems Conf. Proc.*, Atlanta, GA, pp. 193–197, March 26 and 27, 1991.
192. Cross, D. C., D. D. Howard, and J. W. Titus. "Mirror-Antenna Radar Concept." *Microwave J.* 29 (May 1986), pp. 323–335.
193. Orleansky, E., C. Samson, and M. Havkin. "A Broadband Meanderline Twistreflector for the Inverse Cassegrain Antenna." *Microwave J.* 30 (October 1987), pp. 185–192.
194. Lewis, B. L., and J. P. Shelton. "Mirror Scan Antenna Technology." *1980 IEEE International Radar Conf.*, Washington, D.C., pp. 279–283, April 1980.
195. Ruze, J. "Lateral Feed Displacement of a Paraboloid." *IEEE Trans. AP-13* (September 1965), pp. 660–665.
196. Imbriale, W. A., P. G. Ingerson, and W. C. Wong. "Large Lateral Feed Displacement in a Parabolic Reflector." *IEEE Trans. AP-22* (November 1974), pp. 742–745.
197. Kelleher, K. S., and H. H. Hibbs. "A New Microwave Reflector." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Report 4141, 1953.
198. Kelleher, K. S., and G. Hyde. "Reflector Antennas." *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 17, pp. 17-46 to 17-52.
199. Kelleher, K. S. "Electromechanical Scanning Antennas." *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 18, pp. 18-23 to 18-24.
200. Rappaport, C. M., and W. P. Craig. "High Aperture Efficiency Symmetric Reflector Antennas with up to 60° Field of View." *IEEE Trans. AP-39* (March 1991), pp. 336–344.
201. Craig, W. P., C. M. Rappaport, and J. S. Mason. "A High Aperture Efficiency, Wide-Angle Scanning Offset Reflector Antenna." *IEEE Trans. AP-41* (November 1993), pp. 1481–1490.
202. Bodnar, D. G. "Lens Antennas." *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 16.
203. Harvey, A. F. "Optical Techniques at Microwave Frequencies." *IEE Proc.* 106, pt. B (March 1959), pp. 141–157. Contains an extensive bibliography.
204. Kock, W. E. "Metal Lens Antennas." *Proc. IRE* 34 (November 1946), pp. 828–836.
205. Luneburg, R. K. *Mathematical Theory of Optics*. Berkeley: University of California, 1964. (Originally mimeographed lecture notes, Brown University Graduate School, Providence, R.I., 1944.)
206. Wiltse, J. C., and J. E. Garrett. "The Fresnel Zone Plate Antenna." *Microwave J.* 34 (January 1991), pp. 101–114.

207. Huddleston, G. K., and H. L. Bassett. "Radomes." *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., R. C. Johnson (Ed.), New York: McGraw-Hill, 1993, Chap. 44.
208. Walton, J. D., Jr. *Radome Engineering Handbook*. New York: Marcel Dekker, 1970.
209. Schrank, H. E., G. E. Evans, and D. Davis. "Reflector Antennas." *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 6. Sec. 6.9.
210. Electronic Space Systems Corporation (Essco) Web site, 1998.
211. Hughes, D. "New FAA Radomes to Have 98% Transmission Efficiency." *Aviation Week & Space Technology* (January 10, 1994), pp. 66–67.
212. Vitale, J. A. "Large Radomes." *Microwave Scanning Antennas*, Vol. 1." R. C. Hansen (Ed.). New York: Academic, 1964, Chap. 5.
213. Effenberger, J. A., R. R. Strickland, and E. B. Joy. "The Effect of Rain on a Radome's Performance." *Microwave J.* 29 (May 1986), pp. 261–274.
214. Punnett, M. S. "Developments in Ground Mounted Air Supported Radomes." *IEEE 1977 Mechanical Engineering in Radar Symposium*, Nov. 8–10, 1977, Arlington, VA, pp. 40–45, IEEE Publication 77CH1250-0 AES.
215. Advertising brochure "Engineered Fabric Structures," from Birdair Structures Division, North Bennington, Vermont (no date).
216. Conti, D. A. "Special Problems Associated with Aircraft radomes." *IEEE Proc.* 128, Pt. F, no. 7 (December 1981), pp. 412–418.
217. Pelton, E. L., and B. A. Munk. "A Streamlined Metallic Radome." *IEEE Trans.* AP-22 (November 1974), pp. 799–803.
218. Knott, E. F., J. F. Shaeffer, and M. T. Tuley. *Radar Cross Section*, 2nd ed. Boston: Artech House, 1993, Sec. 10.4.
219. Mittra, R., C. H. Chan, and T. Cwik. "Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces—A Review." *Proc. IEEE* 76 (December 1988), pp. 1593–1615.
220. Farina, A. *Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems*. Boston: Artech House, 1992.
221. Nitzberg, R. *Adaptive Signal Processing for Radar*. Boston: Artech House, 1992.
222. Widrow, B., and S. D. Stearns. *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.
223. Gabriel, W. F. "Adaptive Arrays—An Introduction." *Proc. IEEE* 64 (February 1976), pp. 239–272.
224. Gabriel, W. F. "Adaptive Processing Array Systems." *Proc. IEEE* 80 (January 1992) pp. 1521–1562.
225. Howells, P. W. "Explorations in Fixed and Adaptive Resolution at GE and SURC." *IEEE Trans.* AP-24 (September 1976), pp. 575–584.
226. Ward, J. "Space-Time Processing for Airborne Radar." MIT Lincoln Laboratory Technical Report 1015, December 13, 1994.
227. Staudaher, F. M. "Airborne MTI." *Radar Handbook*, M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 16, Sec. 16.8.
228. Gabriel, W. F. "Spectral Analysis and Adaptive Array Superresolution Techniques." *Proc. IEEE* 68 (June 1980), pp. 654–666.
229. Rihaczek, A. W. "The Maximum Entropy of Radar Resolution." *IEEE Trans.* AES-17 (January 1981), pp. 144.



230. Hansen, R. C. *Phased Array Antennas*. New York: John Wiley, 1998, Chap. 9.
231. *IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms*. New York: IEEE, 1988.
232. Pugh, M. L., et al. "Electromechanically Scanned Arrays Using Micro Electro Mechanical Switch (MEMS) Technology." *Proc. 5th International Conf. on Radar Systems*, Brest, France, May, 1999, Subassemblies Section.
233. Smith, J. K., F. W. Hopwood, and K. A. Leahy, "MEM Switch Technology in Radar." *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference*, Alexandria, VA, pp.193-198.
234. Norvell, B. R., et al. "Micro Electro Mechanical Switch (MEMS) Technology Applied to Electrically Scanned Arrays (ESA)." *Proc. International Radar Symp. (IRS 98)*, Munich Germany, September 15-17, 1998, vol. II, German Institute of Navigation.

## 习题

9.1 (a)推导尺寸为  $D$  的均匀照射线源口径的场强方向图的表达式。(b)大致画出它的辐射(功率)方向图的图形(纵坐标以 dB 为单位)。(c)如果天线的尺寸是 60 个波长,那么确定主波束的头两个零点之间的宽度是多少?(d)半功率点波束宽度是多少?

9.2 习题 9.1 中的方向图也是均匀照射方形口径两个主平面中任一个的方向图。推导方形口径在对角平面内的场强方向图。这时的口径照射是三角形的。(三角形的照射也称为人字形照射。它可表示为  $A(z) = 1 - \frac{2}{D_g}|z|$ , 式中  $|z| \leq \frac{D_g}{2}$ , 而  $D_g$  是方形口径的对角线。)

9.3 求出并大致画出下列口径照射函数的天线场强方向图。

$$A(z) = -1 \quad \text{对 } -D/2 < z < 0$$

$$A(z) = 0 \quad \text{对 } z = 0$$

$$A(z) = +1 \quad \text{对 } 0 < z < +D/2$$

这里  $D$  = 口径尺寸。峰值副瓣电平是多少?(这是从均匀口径分布天线获得的差方向图,它的和方向图形式是  $(\sin x)/x$ , 如习题 9.1 中所得到的那样。)

9.4 计算并画出一根尺寸为  $D$  的线源,口径照射为  $A(z) = \cos^2(\pi z/D)$  的场强方向图。它的零点宽度(确定主波束的两个零点之间的宽度)是多少;第一副瓣电平有多高?

9.5 天线的场强方向图  $E(\phi)$  式(9.10)与它的口径照射  $A(z)$  以何种方式和时间波形  $s(t)$  与它的频谱  $S(f)$  相关联? 指出这两个关系中相类似的参数对?

9.6 效率一般定义为输出功率与输入功率之比。反射面天线的“口径效率”,式(9.9)不是这样定义的。因此口径“效率”这个术语可能会误导。讨论口径效率对雷达性能的影响,说明为什么不应把它解释为功率损失的指标。

9.7 为什么抛物面可以做成一个好的反射面天线?

9.8 下列各种抛物反射面天线在什么情况下可以使用:(a)旋转抛物面,(b)旋转抛物面的一段,(c)抛物柱面,(d)圆环形抛物面,(e)偏馈抛物面,(f)卡塞格伦,(g)镜面扫描天线? 什么时候可用(h)球面反射面或(i)透镜天线?

9.9 背景。在图 9.11 的卡塞格伦天线中,馈源放在(或靠近)主抛物反射面天线的顶点。

馈源的辐射被主反射面前面的副反射面反射。辐射返回主反射面,然后再辐射到朝前的方向上。由于副反射面的阻塞和馈源截取能量,将会产生遮挡现象。如果把副反射面做得小一些,减少它的遮挡,馈源就要做得大一些以无泄漏地照射较小的副反射面。类似地,如果把馈源做得小一点以减小遮挡,副反射面就要做得大一些以截获馈源的宽角辐射。如果副反射面和馈源都是圆形的,直径相应为  $S$  和  $d$ ,总的遮挡是由它们的合成面积  $\left(\frac{\pi}{4}\right)(S^2 + d^2)$  引起的。问题:馈源的直径  $d$  和副反射面直径  $S$  之间应该是个什么样的关系,使卡塞格伦天线中的总遮挡最小?(假定馈源的波束宽度为  $\lambda/d$  弧度。)

9.10 列出现有的五种获得相移的基本方法,并给出基于每种方法的移相器的例子。

9.11 什么时候可以在电扫描天线中用铁氧体移相器,什么时候可以用二极管移相器?

9.12 (a)如果雷达的最小作用距离不应大于 1.2nmi,移相器的最长切换时间应是多少以使阵列可准备好在发射之后接收?(假设脉冲宽度很小可以忽略。)(b)选择一种可能满足这个要求的铁氧体移相器;(c)你的选择会有什么限制?(d)如果容许的最小作用距离增加到 12nmi,你对(b)和(c)的回答将如何改变?(e)如果雷达用两个正交的线极化工作,可用什么形式的铁氧体移相器?(f)在反射式阵列中可用什么形式的铁氧体移相器?

9.13 (a)推导由  $N$  个各向同性单元等间隔组成的线阵的阵列因子。[建议从式(9.22)开始,但不对正弦波求和,更容易的是用指数关系如  $1 + e^{j\phi} + e^{j2\phi} + e^{j3\phi} + \dots$  这里  $\phi = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta$ ,如式(9.22)中的那样。你也需要回想起或重新推导在中学里学过的几何级数的和。](b)如果单元间距是四个波长,在什么角度将出现栅瓣( $\pm 90^\circ$ 范围内)?(c)用文字比较一下同样口径尺寸等幅单元线阵的方向图和均匀照射连续线源的方向图(见习题 9.1)。

9.14 证明当相控阵天线的波束电扫至角度  $\theta_0$  时(由侧射方向算起)波束宽度与  $\cos\theta_0$  成反比地变化。

9.15 (a)证明如果扫描的相控阵中单元间距小于半个波长,就不会出现栅瓣;(b)如果在  $\pm 30^\circ$  处出现栅瓣,但在更小角度处不能出现,单元间距应是多少?

9.16 (a)频率扫描阵列中用不大于 5% 的总调谐(相对的)带宽将波束扫描  $\pm 50^\circ$  需要多大的重叠因子?(假设用 TEM 传输线,其中传播速度等于光速。)(b)如果在频扫阵列中有 80 个单元,单元间距为 10cm,重叠因子和(a)中算出的一样,信号充满阵列口径需要多长时间?(c)这对应于什么带宽?

9.17 考虑图 9.16(b)的串馈线阵。当频率改变 20% 时,波束将偏离侧向多远?(假设传输线中的波是 TEM 模式的,因此线中的波速是  $c$ ,即光的速度。)

9.18 一个频扫线阵的单元间距  $d = 5\text{cm}$ ,口径尺寸  $D = 3\text{m}$ ,馈线系统的重叠因子等于 16。当波束频扫过目标时,回波将是带宽  $\Delta f_B$  [式(9.42)] 频率调制的。(a)如果频率  $f = 1.05f_0$  将波束指向  $30^\circ$ ,那么由于回波上引起的线性调频的回波信号的谱宽是多少?(b)如果接收时用回波信号的频率调制进行脉冲压缩处理,那么压缩后的脉冲宽度是多少?

9.19 当把无限阵的理论用到尺寸有限的阵列上时,为什么会出现问题?

9.20 在损耗、发射机效率(10.3 节),发射机初级电源及任何值得关心的方面,比较并联馈电(无源)相控阵、有源口径相控阵和空间馈电相控阵。

9.21 道尔夫-切比雪夫天线照射函数产生一个窄波束宽度和所有副瓣都相等的天线方向图。除了它不太实际以外,看来它是一个好的天线方向图。道尔夫-切比雪夫照射中的什么

地方使得它不能实现,特别是高增益时?

9.22 当天线方向图在  $0^\circ \sim 3^\circ$  为矩形,在  $\theta_0 = 3^\circ$  到  $\theta_m = 25^\circ$  的角度区域其形状能保证增益为余割平方时,近似的增益减少量会产生什么结果?

9.23 有一尺寸固定的反射面天线,其表面误差为  $\epsilon$ 。(a)证明能够获得天线最大方向性的波长是  $\lambda_m = 4\pi\epsilon$ [这就是式(9.53)];(b)这和通常的反射面天线的“经验法则”即均方根误差应小于  $\lambda/32$ (这里  $\lambda$ =波长)有什么关系?(c)确定在波长  $\lambda_m$  上与理想(无误差)的天线增益相比,增益损失多少?(d)对  $D/\epsilon = 1000$  和  $D/\epsilon = 10\,000$  两种情况,可获得的最大增益是多少?(假定口径效率为 1。)(e)按你的意见一部实际的天线可以获得的最高增益是多少(对回答加以解释)?

9.24 如果在一个 100 单元的线天线阵中允许由于误差的缘故增益可减少 1dB,那么当相位误差(以度表示)、幅度误差(以 dB 表示)和缺失单元的百分比这三个因素的每一个是引起增益减少的惟一因素时其值各是多少?(就是说确定幅度误差为零、没有缺失单元时的相位误差,等等。)

9.25 背景:天线中的周期性误差将在  $\sin\theta$  空间中产生等间隔的波束(或副瓣),类似于在阵列天线中形成栅瓣,除了这些周期性误差副瓣增益小很多以外。问题:怀疑天线上有周期性的误差,因为在方向图的  $\pm 37.3^\circ$  和  $\pm 53.9^\circ$  的方向上有大的副瓣。如果确定有周期性误差的话,将还有其他的靠得近一些的副瓣;但在这个问题中假定这些近的副瓣被正常的天线副瓣所覆盖。根据所观察到的方向在上面给出的副瓣,问这个周期性误差的周期(间距)是多少?

9.26 (a)有 1000 个各相同性单元的均匀照射平面阵列天线,问相位误差(以度表示)的 rms 值和幅度误差(以 dB 表示)的 rms 值应是多少,才能使平均误差副瓣等于 -50dB?(假定相位误差的贡献等于幅度误差的贡献。)(b)对 10 000 个单元的阵列重做上述问题。

9.27 在数字式移相器中,什么因素决定这个移相器该是多少位的?

9.28 根据 G. Evans 的说法(参考文献 169,第 115 页),天线增益的测量精度通常是  $\pm 0.5$ dB。问在反射面天线中,最大的 rms 相位误差是多少会引起增益损失 0.5dB?

9.29 (a)有一正方形口径  $100 \times 100$  个单元的相控阵天线,单元间距为半波长。当归一化误差电流的 rms 值是  $\sigma = 0.4$  时, rms 角误差(以度表示)是多少?(b)如果口径照射是均匀的,这个角误差是波束宽度的几分之几?

9.30 (a)能获得超低副瓣口径照射的特征是什么?(b)什么时候需要超低副瓣?(c)为了超低副瓣需要牺牲哪些天线的特征?(作为开始,参看表 9.1);(d)哪些因素最终限制了在实际上可达到的副瓣电平?

9.31 什么时候雷达系统工程师会决定不用超低副瓣天线?

9.32 为什么超低副瓣天线相控阵天线比反射面天线更适合?

9.33 比较下列舰载防空雷达的优缺点:(a)传统的四阵面相控阵雷达,(b)两部可调动的相控阵雷达和一部  $360^\circ$  方位覆盖的二维对空警戒雷达所组成的系统。

9.34 (a)在一个天线罩内运转一部地面对空警戒雷达的优点和局限是什么?(b)对这种应用,比较充气天线罩和刚性测地线天线罩。

9.35 什么形式的天线可用于检测和跟踪敌方的弹道导弹?(这不单是天线的问题,也是有关如何用雷达系统进行弹道导弹防御的问题。这个问题没有简单的惟一的答案,也没有就最佳方案达成一致的意见。)

9.36 为什么用于对空警戒的较低雷达频率的相控阵雷达一般比较高频的便宜?

9.37 对于防空上的应用,比较下列两种雷达系统的优缺点。(a)一部以单个频率工作的多功能相控阵雷达;(b)一个由单独的对空警戒雷达和单独的相控阵武器控制(跟踪)雷达组成的雷达系统。两种雷达各自工作在不同的频带内。

9.38 一部相控阵天线波束指向侧向时的波束宽度是 $2^\circ$ 。如果要求它从侧射扫描到 $60^\circ$ ,那么一部工作在中心频率为 $3.3\text{GHz}$ 的相控阵雷达能有的最大信号带宽(以 $\text{MHz}$ 表示)是多少?

9.39 为了获得具有大瞬时信号带宽的电扫相控阵天线,需要做些什么?

9.40 背景:有时有人提出(通常是不懂雷达的管理人员),增加防空相控阵雷达的频率将导致同样波束宽度天线的尺寸减小(这是对的),从而可以提供比较小的雷达系统(这可能不对)。如果真的能得到一个比较小的雷达系统,如果它是一个地面系统,它就可以做得更机动;如果它是舰载系统,可以用在比较小的船上。当频率增加而所有其他的要求不变时,并不会得到较小的雷达。问题:通过在更高频率上工作减小天线尺寸,得到较小的雷达系统这个结论在推理上的错误是什么? [为了说明你的答案,如果愿意的话,可以假定有一部 $S$ 波段的多功能相控阵雷达( $3.5\text{GHz}$ ),其口径尺寸为 $12\text{英尺}\times 12\text{英尺}$ ,平均功率为 $10\text{kW}$ 。如果雷达工作频率增加到 $35\text{GHz}$ ,天线尺寸将缩小到 $1.2\text{英尺}\times 1.2\text{英尺}$ 。]

9.41 一般的 $L$ 波段二维对空警戒雷达通常根据具体的雷达情况,其最大仰角覆盖可以扩展到约 $20^\circ\sim 40^\circ$ 。如果要求雷达的覆盖扩展到更高的低角,有理由说用另外一部工作在一频率上的天线,填充雷达上方的警戒空洞会更好。(a)用另外一部雷达而不是去增加二维天线的仰角覆盖会更好的理由是什么?(b)如果仰角空洞从 $30^\circ$ 仰角扩展到天顶的 $90^\circ$ ,可以用什么形式的扫描方式?(可以有一种以上的扫描方式的选择)(c)填充这个空洞的雷达可以用什么频带(解释你选择的理由)?(d)这部空洞填充雷达可以用什么类型的天线?

## 第 10 章 雷达发射机

### 10.1 引言

雷达系统工程师希望发射机提供足够的能量来检测目标,容易调制以如实地产生想要的波形;产生稳定的信号,以便发射机噪声不掩盖接收信号的多普勒频移,进行多普勒信号处理;能够提供所需要的信号带宽和可调谐带宽,具有高效率、高可靠性和容易维护,长寿命,且操作人员最少;其大小和重量均适合于预期的应用场合而且价格又能承担得起。上述各点都可以达到,但很少能在一部发射机上全部实现;必须进行折中考虑。

有些雷达发射机必须产生大峰值功率及大的平均功率,但是衡量雷达性能的是与能量有关的平均功率而不是峰值功率。在第 2 章中已经证明雷达的作用距离与该雷达发射机的平均功率的四次方根成正比。为把雷达的作用距离提高一个量级(10 倍),发射机功率必须增加一万倍。虽然已有一些雷达的平均功率大于 100 千瓦,但由于高功率发射机很重,占空间多而且消耗大量初级电功率(电力来自本地电厂的)或消耗发动机驱动的电动机的燃料,因而不能无限地增加其功率。

雷达性能的一个指标是天线面积与发射机平均功率的乘积。Tom Weil<sup>[1]</sup>对在高发射功率和大天线之间选择的问题,如下的话说得十分好。

“显然,雷达采用一部巨大且昂贵的天线和一部小的便宜的发射机是不理智的,反之亦然。因为把小的部分加倍就可以把大的部分减半,这样显然可以降低总的系统成本。因此,使总的系统成本最小,需要合理平衡这两个分系统的成本。结果对任何一种非凡的雷达设计,系统设计师总是需要慎重考虑”发射机功率。

雷达发射机不是基于速调管的功率放大器,就是基于磁控管的功率振荡器。在 20 世纪 40 年代和 50 年代的早期微波雷达中,因为磁控管是那时惟一能够得到的高功率管,所以几乎全部使用这种功率振荡器。在第二次世界大战中,它在使微波雷达成为现实中做出了杰出的贡献,但它有许多重大的局限。磁控管是有噪声的器件,限制了可以得到的 MTI 改善因子。虽然它可以产生高的峰值功率(兆瓦级),但它不能产生大的平均功率,且其输出信号不容易调制产生脉冲压缩波形。所有这些缺点。都可以用像速调管、行波管和晶体管这样的放大器来克服。现代高性能雷达几乎都用某种功率放大器做发射机。磁控管看来仅用在尺寸相对小和成本较低比其局限性更重要的应用场合。

本章主要讨论射频功率源。然而,发射机不只是有源射频功率源。如果该功率源是一个放大器的话,它还包括激励器和驱动放大器。它们提供待放大的信号。如果发射机产生脉冲波形,就需要某种形式的脉冲调制器(用输入波形自脉冲调制的射频功率源,如晶体管除外)。必须有一个直流电源,产生必要的电压和电流使射频功率器件工作;以及将所耗散的热量带走的手段,包括用液体冷却时的热交换器;还有消除高压电弧放电的保护器件,安全互锁,监控器

件,隔离器,高压电缆,绝缘油箱(浸渍高压阴极衬套,防止电晕放电和高压击穿);在使用高压时,还要有X射线的铅屏蔽。并不是所有高功率雷达发射机都需要上述各项,但是射频功率源如果没有使它起作用所需要的辅助器件,它是没有用的。

射频功率源的典型的效率范围可在10%~60%左右。这是射频转换效率,其定义为从该器件能够得到的射频输出功率与输入电子流的直流功率的比。这是该管子或射频功率源设计工程师感兴趣的效率,但对雷达系统工程师来讲,它不是最好的度量。较好的度量是发射机系统效率,它是从发射机能够得到的射频功率与使该发射机工作所需要的总功率的比。总功率包括使阴极产生电子的功率,产生限制电子束所需的电磁场的功率,冷却该器件的功率和所有其他使发射机正常工作所需要的功率。假如射频转换效率为40%~50%,该发射机系统的效率可能只是20%~25%,或更小一点。因此,通常人们不想用射频转换效率只有10%~15%的功率源,除非功率非常低以致效率不是一项重要的考虑。

为了效率最高,大多高功率射频功率源都在饱和状态工作,意思是它不是全部开,就是全部关,没有中间功率电平。这对产生矩形脉冲波形的雷达来讲是正确的,但是有时可能需要幅度渐变或赋形的脉冲(例如为降低脉压波形中的时间副瓣,或减小射频对该电磁谱的其他用户的干扰)。在高功率微波雷达系统中,由于高度赋形的发射波形效率比较低,所以很少用它。晶体管放大器可以在A类的发射机中工作,从而使输出和输入信号幅度之间成线性关系。A类放大器的效率要比以C类工作的相同的器件可得到的效率低得多。(C类放大器是非线性的,且在射频激励开和关产生脉冲的过程中可以自脉冲调制。)因此,微波雷达发射机几乎总是工作在饱和状态下并不用作一个线性器件。

高可靠性和长寿命对发射机来讲是很重要的。大多数射频功率源的寿命可以是好几千或者好几万小时,在本节后面介绍各个器件时讨论。如果发射机的平均故障间隔时间(MTBF)没有预期的长,常常不是射频功率源而是其他的因素出了毛病。这些因素可能是风扇和鼓风机的选用,冷却剂的类型错了,射频接头和冷却设备坏了,冷却剂管线阻塞而且引线断了、弄坏了或使用不当。为了得到一部没有故障的发射机或其他设备,需要留有余地的机械和电气设备,以及可以保证零件可靠性的对零件供应商的采购规范。射频功率源的用户还需要帮助避免出现比可得到的可靠性小的情况。例如,A. S. Gilmour<sup>[2]</sup>说:“如果说出事实真相,50%以上的故障都是用户的错,而不是管子制造商的错。”

#### 关于雷达射频功率源的小结

可为高功率雷达用的不同的射频功率源包括速调管、行波管、固态晶体管放大器,行波速调管、磁控管、正交场放大器、特高频功率放大器、栅控真空管、互作用扩展型放大器、回旋管及其他。没有一种可以提供全部想要的特性,有一些不再像它们以前那样流行,选择在很大程度上取决于具体应用及其所受到的限制。这些器件将在下面逐一地作简略介绍,且在本章以后的各节中作更详细的介绍。除磁控管以外,其余都是功率放大器。回旋管可以是放大器,也可以是振荡器。

**速调管** 在可以采用速调管时,它是一种极好的雷达发射管。它增益高和效率好,且其平均功率和峰值功率都比大多数其他射频功率源高。在功率大、寿命长(几万小时)、脉间噪声低和为进行多普勒处理稳定度好的情况下它的带宽宽(相对带宽在8%~10%左右<sup>①</sup>)。在产生

① 相对的(或用分数表示的)带宽(以%表示) =  $(\Delta f / f_0) \times 100$ , 式中  $\Delta f$  = 绝对带宽;  $f_0$  = 中心频率。



大峰值功率时,它需要非常高的电压和 X 射线屏蔽。

**行波管(TWT)** 行波管的功率,增益和效率都比速调管稍小一点,但是它的带宽很宽,特别是在中等功率的时候。在高功率情况下,TWT 的带宽比在较低功率时可得到的带宽小;但相对而言,它还是大的。

**混合速调管** 它们与速调管相似,但有一个或多个谐振腔用类似于 TWT 中所使用的多腔来代替,至少有行波速调管,扩展互作用型速调管和聚束腔速调管三种型号。

带宽都可达到 15%~20%或更大。扩展互作用型速调管还可用于中等功率的毫米波发射机。

**固态晶体管放大器** 这种放大器的带宽比大多数其他射频功率源的要宽。它们低压工作,容易维护而且寿命长。它们本来就是低功率的,因此对大多数雷达应用必须将大量的单独的器件组合起来以产生足够的功率。为了效率高,它们工作时的占空比应该高,因而需要它们产生脉冲并且采用脉冲压缩。

**磁控管** 通常磁控管尺寸比较小,采用的电压比速调管低;但是它的平均功率有限制而且噪声大且稳定性也差,因而在动目标指示(MTI)雷达中使用仅被用于对消杂波。

**正交场放大器** 正交场放大器功率大,效率好且带宽宽,但是增益比较低(大约 10dB)。电压比较低,与磁控管一样,这就意味着 X 射线通常不成问题。正交场放大器通常噪声和稳定度都比其他大多数射频功率源差。

**栅控管** 栅控管是 20 世纪初的经典的三极管和四极管的现代型。它们是用于 UHF 雷达的很好的功率源,但大部分已被固态器件所代替。

**微波功率组件** 这是一种由固态器件驱动的中等功率的 TWT 的组合,该器件在一些应用中比高功率固态组件更具竞争能力。

**回旋管** 回旋管可在毫米波范围内产生非常高的功率,但是它需要大的磁场。它们在服役的雷达系统中应用不多。

射频功率源可以分成 4 类:(1)线性波束管,(2)固态,(3)正交场管,(4)其他(不包含在前三类中的)。速调管、行波管、磁控管和正交场放大器都是慢波器件。在这些器件中,射频结构里电磁波的相位速度降低,以便使它近似地等于电子束的速度,使电子束中的直流能量转换为(射频)信号中的电磁能量<sup>[3]</sup>。另一方面,回旋管却是一种快波器件,即其电磁波的相位速度超过相互作用区中的光速。

## 10.2 线性束功率管

在线性束功率管中,从阴极发射的电子形成一个长长的圆柱形电子束,在电子束进入射频相互作用区以前,它接收电场的全部势能。速调管、行波管、行波速调管和扩展相互作用型放大器都是线性束管的例子。最后两种基本上是混合器件,它们把速调管技术与行波管的射频结构结合在一起。在线性束功率管中人们使用轴向的磁场,限制电子束扩展并且阻止电子打击射频结构。渡越时间效应通常限制真空管在高频上的性能,现在充分利用在线性束管上来,对均匀的直流电子束进行密度调制,产生能够从中提取射频能量的电子束。

线性束管可以产生的功率比其他功率源要大得多。速调管产生的平均功率可在 1MW 以上。高功率有时导致其尺寸大和电压高的结果。法国汤姆逊公司生产了一种 UHF 的速调



管,它提供 1MW 以上的连续波功率。它有 5m(16.4 英尺)长,1400kg(3000 磅)重<sup>[4]</sup>。另一方面,平均功率为好几千瓦的 X 波段的速调管和行波管发射机,都可做得又小又轻,足以放在军用战斗机/攻击机的头部飞行。

### 速调管

图 10.1 给出了速调管的主要部分的草图。左边是发射电子流的阴极,这个电子流通过电子枪形成一个窄窄的圆柱形电子束。电子枪由产生电子的阴极,调制阳极或其他电子束控制电极组成。控制电极提供调制电子束,使之通或断的手段产生脉冲。在阴极表面上的电子发射密度比电子束所需要的小,所以要使用面积大的阴极,且使发射的电子会聚成一个高电子密度的窄窄的电子束。对应于常规低频放大器的 LC 谐振电路的多射频腔位于阳极电位。电子不像在其他一些管子中那样有意地由阳极收集;而是在电子束将其射频能量转让给输出射频腔以后,由集电极来收集(如右边所示)。

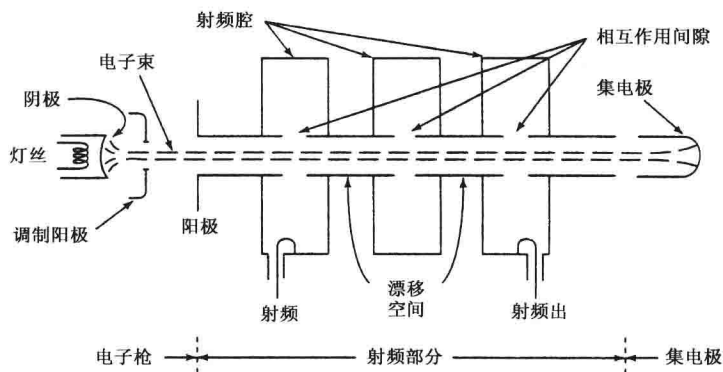


图 10.1 三腔速调管放大器的主要部分

在第一腔的相互作用间隙上加上射频输入信号。在输入信号电压最大(正弦波的峰)时到达间隙的那些电子所受的电压,大于在输入信号电压最小(正弦波的波谷)时到达间隙的那些电子所受的电压。因此,碰上正弦波波峰的电子加速而碰上波谷的电子减速。这种某些电子加速而某些电子减速的过程叫速度调制。在漂移空间,在一个周期的峰上加速的电子赶上前一个周期减速的那些电子。结果就是速度调制后的电子束的电子,在通过漂移空间以后聚成一束一束的或者密度被调制了。通常,速调管有一个或多个适当定位的中间腔以加强电子束的聚会,提高了它的增益。如果输出腔的相互作用间隙位于最大聚会点上的话,就可以从密度调制的电子束中提取能量。在同步调谐(所有腔体都调到相同频率上)时,速调管的增益每级可达 15~20dB。以至于四腔(3 级)速调管增益可达 50dB。

在聚成一束束的电子束将其射频功率给了输出腔以后,留下来的电子束的能量在集电极移走已消耗能量的电子时耗散了。由集电极耗散的能量是损失的能量,它降低了管子的效率。如果集电极与管体绝缘而且在集电极上加一个负电压,消耗了能量的电子束的电子将具有较低的动能,从而在它们撞上集电极时产生的热量比较少<sup>[5]</sup>。结果提高了管子的效率。然而,在该电子束内的电子的速度并不一致;因此,如果电位负得太厉害,有些速度较慢的电子将返回到该管子的射频部分的壁上而被收集成管体电流,从而降低了效率。这个问题可采用几段彼

此相互绝缘的,具有不同电位的集电极来克服,从而使不同速度的电子分开并且在其最佳电位上被收集起来。图 10.1 示出的是单级集电极。通常为了提高效率,速调管和行波管都采用多级凹形的集电极。多级(雷达发射管典型采用 3 级或 4 级)都处于中间电压,它们可以在接近于最佳电压上捕捉到已消耗能量的电子。

据 Wei<sup>[1]</sup> 报道,峰值功率为 1MW 的速调管需要的电压大约 90kV。增益在 30~70dB 中变化,带宽为 1%~8%而且效率为 40%~60%(带有凹形集电极)。

一根外径用铁屏蔽的长的电磁线包(在图 10.1 中未画出)绕在高功率速调管上,以便提供一个轴向磁场,把电子局限成一根比较长细的电子束,防止电子束扩散开来。对电磁铁可能必须进行冷却。在高功率速调管中,电子束能量的 2%~5%通常可能被相互作用结构或管体截获。如果电子束不能被外部磁场适当地限制的话,射到该发射管结构上的杂散的电子可能使其过热,可能使其损坏。通常,采用保护电路在磁场不能保证电子束适当聚焦的情况下,把加在电子束上的电压断开。

速调管和行波管的电子束也可以用永久磁铁来限制。它们不需要功率也不需要冷却,用电磁线圈时所需要的各种保护电路也去掉了。永久磁铁已在高功率管中使用,但它们十分重<sup>[6,7]</sup>。采用一系列磁透镜组成的周期性永久磁铁(PPM)聚焦系统,可以大大地减轻其重量。这些透镜采用垫片形盘磁铁且用铁的极片分开。PPM 基本上采用周期性的正弦形均方根值与均匀场一样的场,代替电磁线圈的均匀场。钐钴就是一种磁性材料的例子,它已广泛用于需要永久磁铁的管子。过去,PPM 聚焦通常不适用于大平均功率的管子,现已成功地用于高功率速调管,下面将介绍。

高功率速调管从 20 世纪 50 年代以来,已经用于线性加速器,产生高能的带电荷的粒子束,用来研究高能粒子的物理性质。为此目的而进行的速调管的研制中,得到许多速调管能力方面的进展。当然,这些进展对雷达也是有好处的。虽然在发明磁控管以前,1939 年就报道了速调管放大器的发明,但在第二次世界大战期间,它并未得到应用,也未进一步得到大的发展。在 1953 年斯坦福大学报道,用在第一批线性加速器中的峰值功率为 20MW 的速调管开发出来之前,还未用到雷达中去。因此,雷达的一种非常重要的功率源——高功率速调管是基础科学研究的一种副产品。在斯坦福线性加速器中心(SLAC)为开发正负电子碰撞机用的高峰值功率速调管还在继续进行工作。下一代线性碰撞机(NLC)<sup>[8]</sup>用的速调管的频率为 11.424GHz,峰值功率为 60~75MW,采用含钕铁的硼做成的周期性永久磁铁。用 10 磅的永久磁铁的 PPM 代替了 1/2 吨 10kW 的聚焦线圈。下一代线性碰撞机(NLC)使用 6528 个速调管,这就意味着避免了使用总共为 65MW 的线圈功率。使用 PPM 及用效率为 60%的管子,“将 NLC 的电力每年减少几千万美元”。该功率管需要 490kV 的电子束电压。用于前面的斯坦福线性加速机的 S 波段的速调管的平均寿命是 5 万小时,预计用于 X 波段的 NLC 速调管也将得到相同的寿命。据说,制造成本每个管子为 3 万美元。如果该管子在脉宽为 1.5 $\mu$ s,脉冲重复频率为 120Hz 时,峰值功率为 75MW 的话,其平均功率为 13.5kW。

**速调管的带宽** 速调管的频率由其谐振腔决定。当所有的腔体都调谐到同一频率上时,该管子的增益就高,但其带宽窄,通常对中等输出功率的管子来讲带宽不到 1%。这叫同步调谐。为了提高速调管的效率,倒数第二腔在频率上向上调到通带外面。虽然增益降低了大约 10dB,改进了的电子聚束导致效率较高而且输出功率高出 15%~25%<sup>[9]</sup>。通过参差调谐这些腔体可以展宽多腔速调管的带宽,这与展宽常规的多级中频放大器的带宽的方法一样。参差

调谐速调管与参差调谐中频放大器不完全类似,因为这些腔体的相互作用会使一个腔体的调谐影响其他腔体的调谐。VA-87型4腔S波段同步调谐的速调管放大器带宽为20MHz,增益为61dB。在调谐到最大功率时,其带宽为27MHz,增益为57.6dB<sup>[10]</sup>。在参差调谐时,它的带宽可以为77MHz(2.8%),增益为44dB。

理论表明,速调管的带宽可以通过增加其功率及其电子束的导流系数(被定义为电子束电流 $I$ 除以电子束电压的 $3/2$ 次方,或 $P=I/V^{3/2}$ )来增加。例如,峰值功率为10MW的速调管可以达到8%的带宽,而200kW的管子,其带宽为2%,1kW的管子,带宽为0.5%<sup>[10]</sup>。高功率多腔速调管可以设计成带宽为10%~12%。

**频率改变或调谐**<sup>[6,9]</sup> 常规的窄带速调管的频率,可以机械地在一个相当宽的范围内改变。速调管的各个腔的频率可以通过变动谐振腔中的柔性的壁来改变(调谐范围大约为2%~3%)或通过该腔中的可移动的电容器元件来改变(调谐范围为10%~20%),或通过移动滑动接触的腔壁来改变。

由于几个腔之间的相互作用,调谐多腔速调管可能很烦人。因为谐振腔不具有相同的调谐率,因而常规的联动调谐是很复杂的。通道调谐机构<sup>[6]</sup>通过在工厂预调这些腔体来避免谐振腔的频率跟踪问题。调谐信息机械也存储在调谐机构里。在选择某个特殊频率时,该调谐机构提供每个腔体的正确调谐位置,保证所想要的速调管的频率响应。该通道调谐机构放在用齿轮连接到速调管上的盒子里,以便对给定的频率同时把每个腔体上的活塞调到其预定的位置上。该调频活塞可以手动,也可用按钮和伺服电动机遥控启动。其频率在几秒内就可以改变。

**功率** 一些功率最大的雷达发射机已经使用速调管。速调管产生的功率比其他微波功率源大的一部分原因是由于其几何形状的缘故。其电子束形成,射频相互作用和电子束收集部分都是分开的。每个部分都可以设计成最佳地完成其自己的特定功能而与其他部分无关。例如,阴极就在射频场外面而且不受尺寸必须小于波长的限制。可以使用大的阴极面积和大的电极间的间隔,使发射电流密度和电压梯度保持在合理的数值上。集电极的惟一作用就是耗散热量。它可能是一种形状和尺寸最佳地适合满足平均功率和峰值功率需求的,不需要考虑传导射频电流,因为它根本就不存在。

**效率** 在参考文献8中报道说,Robert Symons发现全世界报道的速调管的最佳效率值遵循下列关系

$$\text{射频效率}(\%) = 90 - 20 \times \text{微导流系数} \quad (10.1)$$

式中,微导流系数是导流系数 $I/V^{3/2}$ 乘以 $10^6$ ,式中 $I$ =电子束电流, $V$ =电子束的电压。因此,微导流系数(或导流系数)越低,速调管的效率就越高。导流系数影响速调管的其他性质,包括其带宽和功率。因此效率高常常需要降低带宽和功率。

**可靠性和寿命** 采用功率真空管的高功率发射机,有时有可靠性差和寿命短的不该有的名声。有许多资料表明,对速调管来讲情况正好是相反的。Gilmour<sup>[11]</sup>报道在雷达系统(未说明雷达型号和功率)中11种不同应用中速调管的平均故障间隔时间(MTBF)。这些例子的MTBF在75 000小时到5000小时之间,全部11种应用的平均值大约为37 000小时。(一年为8760小时)。在最初的弹道导弹预警系统(BMEWS)中,美国空军使用的VA-842高功率速调管已显示出寿命超过5万小时。Symons<sup>[12]</sup>报道,当在格林兰的雷达被固态的铺路爪雷达取代时,他在1958年设计的一个BMEWS的管子工作了240 000小时以后还在工作。

**一种 S 波段的速调管** 瓦里安公司(现在叫通信与功率工业公司)制造的历史悠久的 VA-87 速调管,广泛用于常在大机场看到的美国联邦航空公司的 S 波段的空中监视雷达里。它是一个 6 腔的管子,可调谐范围为  $2.7 \sim 2.9\text{GHz}$ ,这是给空中交通管制雷达留的频段。其峰值功率为  $0.5 \sim 2\text{MW}$ ,平均功率为  $0.5 \sim 3.5\text{kW}$ ,增益  $50\text{dB}$ ,效率  $45\%$ , $1\text{dB}$  带宽  $39\text{MHz}$ ,表现出 MTBF 为 72 000 小时。类似的管子还在 Nexrad 多普勒天气雷达中使用,它的频带宽度为  $2.7 \sim 3.0\text{GHz}$ 。

**行波管(TWT)** 与速调管一样,行波管也是一种有阴极,射频电路及与其他电路分开的收集极的线性电子束管。速调管和行波管是在世界不同地方不同时代发明的,但它们彼此很相似。在行波管的整个传播结构长度上有连续的电子束和射频场的相互作用。在速调管中,相互作用只出现在相当小的几个谐振腔的间隙上。行波管的主要特性是其带宽宽。螺旋线慢波射频结构的低功率行波管,可有倍频程带宽。对大多数雷达应用需要的高峰值功率,高功率行波管可以得到的带宽要比一个倍频程小得多。

行波管的主要部分如图 10.2 所示。虽然,在雷达应用中的行波管里很少使用螺旋线,但螺旋线还是作为慢波结构示出。其电子束与速调管的电子束一样。行波管和速调管都用速度调制的原理使电子束电流周期性地聚会(密度调制)。电子束通过慢波结构或周期延迟线的射频相互作用电路。射频信号的传播速度通过周期延迟线减慢,以至于使它几乎等于电子束的速度。这就是行波管中使用的螺旋线和其他微波电路被称作慢波结构的原因。沿着这种慢波结构传播的电磁波与在螺旋线中传播的直流电子束之间的同步,导致积累性的相互作用。它转换来自电子束的直流能量,增加射频波的能量,使波放大。正如在速调管中一样,轴向磁场在使电子束沿着该管子移动时不扩散。

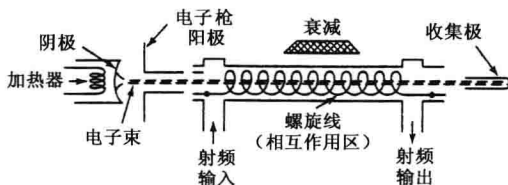


图 10.2 行波管的主要部分

当电子将其直流能量给了慢波结构上的射频场以后,它们就被集电极移走。集电极通常为与速调管用的一样的多级凹形集电极。给行波管设计凹形集电极要比给速调管设计容易,因为行波管消耗的电子束在速度上可能扩散  $20\%$ ,而速调管可能速度要  $100\%$  扩散<sup>[5]</sup>。由于常规的行波管的效率通常都比速调管的低,所以通过提供凹形集电极来提高行波管的效率的影响,要比提高速调管的效率的影响大。

虽然,如图 10.2 所示是螺旋线慢波结构,但在雷达使用的行波管中很少用。螺旋线行波管的电压限于大约  $10\text{kV}$  而且峰值功率输出只有几千瓦<sup>[1]</sup>,通常对大多数雷达应用来讲是太低了。于是,不得不用其他类型的射频慢波结构来代替,但它们的带宽不像螺旋线那样宽。如果峰值功率小于  $100 \sim 200\text{kW}$  左右的话,可以采用环棒电路的螺旋线的改进型。雷声公司 QKW-1671A 就是一个例子。它适用于对空监视雷达,其峰值功率为  $160\text{kW}$ ,占空因子为  $0.036$ ,脉宽  $70\mu\text{s}$ ,增益  $45\text{dB}$ ,带宽  $100\text{MHz}$ 。空军的丹麦眼镜蛇相控阵雷达使用了 96 个 QKW-1723 环棒行波管,每个管子的峰值功率为  $175\text{kW}$ ,平均功率  $10.5\text{kW}$ 。丹麦眼镜蛇工作

波段为 1175~1375MHz,用耦合腔电路可得到大于 200kW 的功率,所谓的“苜蓿叶形”就是一个例子。但是其带宽比低功率行波管的窄。耦合腔电路的各个单元与速调管的谐振腔相似。在高功率行波管的慢波结构里用了几十个像速调管的腔体<sup>[13]</sup>。速调管的腔体之间不直接耦合,但在行波管中耦合是通过在每个腔体的壁上的一个长槽子来提供的。每个腔体有两个槽(输入和输出),它们旋转位置分开 180°,所以它们起的作用与折叠的波导相似。

用四叶式耦合腔慢波结构的行波管的一个例子是 S 波段的 VA-125A。它采用液体冷却,在 300MHz 带宽内峰值功率为 3MW,占空因子 0.002,脉宽为 2 $\mu$ s,增益为 33dB。原来它是设计用来与 VA-87 速调管互换的,但 VA-125 行波管带宽比较宽,而且由于其增益较低,因而需要输入信号功率比较大。

耦合腔行波管的带宽可以从 10%到 15%。当行波管功率增加时,它的宽的带宽就变窄。另一方面,当速调管的功率增加时,其窄的带宽就变宽。当这两种管子的功率增加时,它们的带宽就差不多了。在高功率情况下趋于宁愿用速调管,因为它没有行波管的稳定性的问题。

虽然行波管和速调管在许多方面都相似,但是主要的不同之处是沿着行波管的慢波结构有反馈,而在速调管中射频能量的反馈耦合可忽略。如果行波管的输入端上不匹配,且有足够的能量反馈到输入端,就会产生不想要的振荡。为了把反馈能量降低到无足轻重的程度,必须在慢波结构中插入衰减。可以把衰减分散或集中起来,但是通常可见它在管子的中间三分之一处。为衰减反馈所引入的损耗也降低了前向波的功率,因此这是不想要的。前向波中的损耗可以通过采用几个隔离器来避免,它们是设计用来耗散反向功率的几根短短的内部端子,它们对前向功率无大影响。隔离器的数目取决于管子的增益;每 10~30dB 增益用一个隔离器<sup>[1]</sup>。

行波管的效率小于速调管,因为它必须加衰减或用隔离器。由于在整个结构的相当大的部分有相对高的 RF 功率存在,效率也降低了。在某些用耦合腔线路的行波管中,在脉冲的上升和下降的时刻会出现瞬间的振荡<sup>[1]</sup>。这就叫作“兔耳振荡”。当脉冲波形的射频包络直观地显示在阴极射线管上时,可以看到这种特征的外观。在某些军事应用中它们是不希望有的,因为它们可能会给识别某个特殊雷达提供一个有鉴别性的特性。Weil<sup>[1]</sup>描述了几种可以避免兔耳振荡的方法。

**行波管的平均故障间隔时间(MTBF)** Gilmour<sup>[11]</sup>给出 9 种不同类型的耦合腔行波管(行波管的型号,频率和功率都未提到)的平均故障间隔时间。这 9 种管子的 MTBF 从 17 800 小时到 2200 小时,它们的平均 MTBF 为 7000 小时。空间应用的行波管的功率比雷达用的管子的功率低,Gilmour 说它们的 MTBF 在 100 万小时量级上。

**速调管的混合变型** 通过将速调管和行波管的最佳特点明智地结合起来,可以得到一种带宽、效率和增益平坦度都比常规的速调管和行波管都好的射频功率源。这是通过用几个带宽较宽的更像行波管中使用的耦合腔,代替一个或多个速调管谐振腔的办法实现的。已经在行波速调管,扩展相互作用速调管和聚束腔速调管三种速调管的变形中这样做了。这种速调管和行波管的组合有时称为混合管<sup>[4]</sup>。

**行波速调管** 行波速调管的带宽受输出谐振腔的限制。在效率不降低的情况下,它无法变宽。因为耦合腔慢波电路的带宽比速调管谐振腔宽,用行波管耦合腔电路代替速调管的输出谐振腔,可以大大增加其带宽并可使效率稍稍有所提高。虽然,输出是行波管慢波电路,但该管子的驱动部分(中间的腔体和输入腔)还是由参差调谐的谐振腔组成的。这种管子叫作行波速调管。它是瓦里安公司的商标名称(现在的通信与功率工业公司或 CPI),VA-145 行波速调管已经证实其 3dB 带宽为 14%(1dB 带宽为 12%),效率为 48%,在频带中心频率的增益为 41dB<sup>[1]</sup>。

**扩展相互作用速调管(EIK)** 在这种器件中,速调管的单间隙谐振腔用一个谐振的像行波管的慢波电路代替。慢波耦合谐振器可以用在前面的腔体也可用于输出腔上。扩展相互作用放大器(EIA)速调管的平均功率高,例如,用一种五腔谐振器<sup>[5]</sup>在X波段上平均功率可达1MW连续波。它的带宽比速调管的宽,但比行波管的窄。EIK已被用在低功率毫米波管子上。加拿大CPI公司宣传的95GHz速调管的平均功率为150W,其峰值功率为1.5kW,带宽500MHz,25%的效率,增益45dB,重4.5kg。还有一种扩展的相互作用振荡器或EIO,它也已用在毫米波上了。

**聚束腔速调管** 组合腔体的技术已被扩展到称为聚束腔速调管(CCK)中。在这种管子中(图10.3),多腔速调管的各个中间腔都用成对的或三个一组的人工加载的低Q值的腔体来代替,其Q值为它们代替的单个腔体Q值的一半或三分之一<sup>[16]</sup>。在EIA和CCK中都采用相类似的腔体组,但在CCK中不像在EIA中那样在腔体之间存在电感式或其他形式的耦合。理论表明,采用15个三个一组的中间腔体的兆瓦级速调管中应得到的带宽为30%。实践中已观察到了20%的带宽。这种形式的结构还能提供最短长度上的最大带宽。聚束腔速调管可能比速调管复杂而且贵,但它们比可相比的行波管或行波速调管要简单和便宜<sup>[1]</sup>。聚束腔速调管的发明人Symons<sup>[12]</sup>说,可用两个这种管子来代替机载预警与控制系统雷达中的两个窄带速调管。在不付出大的重量的代价的情况下可以冗余工作,因为任何一个聚束腔速调管能提供全部工作能力,这与联邦航空局雷达通常采用的冗余相同。

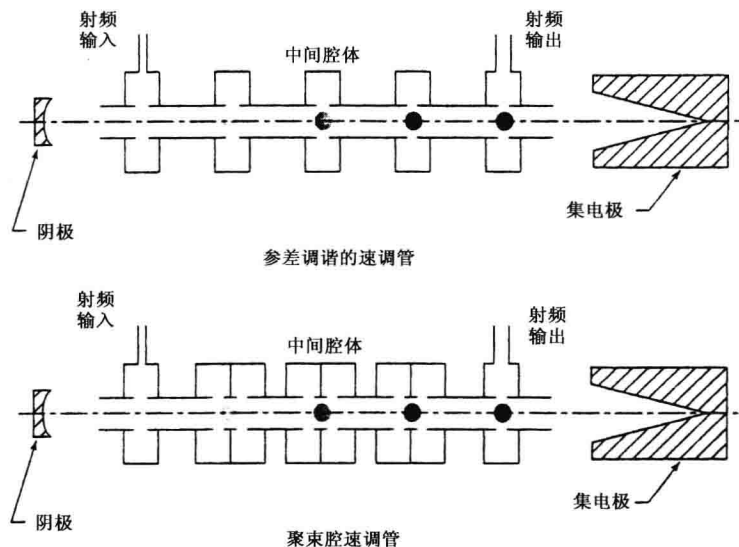


图 10.3 常规的参差调谐的速调管(上面)和聚束腔速调管(下面)阴影圆环区表示电子聚束(摘自 Symons 和 Vaghan<sup>[16]</sup>)

### 10.3 固态射频功率源

#### 用作雷达发射机的固态放大器

通常,雷达应用感兴趣的固态射频功率产生器件是晶体管放大器,它用硅二极管和砷化镓场



效应晶体管。单个晶体管放大器本质上功率和增益都低,但是它们工作电压低而且可靠性高。

单个微波晶体管的平均功率可从几瓦到100多瓦,这取决于其频率和工作比。频率越低,功率就可越高。为了提高功率,晶体管可以并联工作,而且可以用多级来提高其增益。例如单个功率组件可以由8个晶体管组成,4个并联工作作为最后一级,两个并联作为倒数第二级,两个串联作为驱动级。为了实现大多数雷达应用所需的高功率,许多固态器件的输出不得不以某种方式组合起来。通过微波电路或通过在空中合成(从一个阵列天线的许多独立的天线单元辐射出去)的方法,可以把许多器件合成起来。

平均功率给定的固态功率器件不可能像真空管那样在高峰值功率情况下工作。根据Borkowski<sup>[17]</sup>的意见,“平均功率也许可达50W的微波晶体管在其脉冲期间不可能承受100~200W的峰值功率而不过热。”由于这个原因,雷达用的固态放大器通常的工作比在0.1左右,而不是高功率真空管射频功率源常用的0.001到0.01的工作比。因此,当在雷达发射机中采用固态器件时,它们都采用长脉冲宽度并且需要用脉冲压缩来得到有用的距离分辨率。雷达工程并不是总想用长脉冲,但他们已接受了长脉冲作为使用固态所要付出的代价。

至少有四种在雷达中采用固态器件的方法:(1)作为低功率应用的发射机,(2)作为用微波电路将大量的晶体管合成起来的高功率发射机,(3)用作分布在机械扫描的平面阵列(例如三坐标雷达)上的许多组件,(4)在电扫相控阵(也叫有源口径)的许多单元上每个单用一个组件。后两种中,来自许多固态发射组件的功率是“在空中合成的”。

**低功率发射机** 当雷达波形为低功率和高工作比或连续波时,可用固态器件直接代替真空管。调频-连续波雷达高度计,多普勒(警察)测速仪和机载多普勒导航仪,都是一些例子。固态发射机在这些应用中都非常成功。用固态来代替在许多小船和游艇上看到的民用船用雷达中的小的磁控管是困难的,因为这种雷达市场竞争很激烈而且价格低,对成功来讲很重要。对家用品市场非雷达应用的微波炉,同样出现了还没有采用固态发射机的情况。

**高功率发射机** 在一些空中监视雷达中,固态发射机已经取代高功率真空管。大量晶体管合成起来,产生单一的输出功率馈送给常规的天线(这曾经称作“固态瓶”,但这些发射机是装在机柜里的,柜并不像“瓶子”)。下面将介绍两个这种发射机。

用固态来代替其真空管发射机的头几部固态雷达之一,是AN/SPS-40。它是一个中型的UHF二坐标舰载空中监视雷达,主要由美国ASW(反潜战)驱逐舰用来为保持对ASW飞机的跟踪提供常规的空中监视<sup>[18]</sup>。它是在巴尔的摩的西屋公司(现在叫Northrop Grumman公司)研制的。这是一种很好的直接代替的例子,因为该真空管发射机用长脉冲(60 $\mu$ s)工作,采用脉压而且工作比适中(0.018),因而固态发射机可以采用原来雷达系统使用的相同的波形。基本晶体管单元工作在400~450MHz,其峰值功率为400~500W,增益为8dB,效率为55%。一个组件由两级总共10个硅双极晶体管组成,在输入功率为120W时,它产生的峰值功率为2500W。有112个组件,56个组成一组,每组产生的峰值输出功率为250kW,平均功率4kW。每一组(56个组件)装在自己的机柜里。第三个机柜放驱动级、电源和一些其他器件。该发射机设计得在负载短路的情况下也不会坏。采用液冷和强迫风冷;而且如果液冷不行了,只用风冷的情况下,发射机还能以80%功率工作(200kW峰值功率)。一个组件坏了,该发射功率输出降低0.08dB。该发射机可靠性好,其机内备份组件是原因之一。该雷达用的固态发射机比它代替的真空管发射机贵而且大;但它被看成一项成功。

RAmP(雷达现代化计划)雷达系统是一部L波段(1250~1350MHz)的空中交通管制一



次监视雷达(PSP),它位于横穿加拿大的主要机场上<sup>[19]</sup>。它是由加拿大雷声公司研制的。对 $2\text{m}^2$ 飞机目标来讲在检测概率为80%时,其作用距离为80海里,高度覆盖为23 000英尺。它使用峰值功率为28kW,平均功率为1.2kW的固态发射机,对应的工作比为0.068。

在RAMP PSR中总共用了14个组件。每个组件由42个相同的C类峰值功率100W的硅双极晶体管组成。它们排成2-8-32的线路,产生2350W的峰值功率。如Merrill<sup>[20]</sup>所描述的,“这些晶体管都以一推四个“单元放大器”方式排列,8个单元放大器并行,以至于10个晶体管是驱动管而32个是输出器件”。这个50磅的风冷组件测得的效率大于25%,而且功率增益大于16dB<sup>[17]</sup>。

14个组件成对地合成,形成7个发射通道。7个通道中只需要6个就可满足最小峰值功率21kW的系统需求,额外的第7个通道允许在有故障的通道上进行维护和修理,而其余的6个通道仍一直可用。因此,额外的通道可使雷达保持高的可利用性。[当7个通道中有 $N$ 个在工作时,其理论上的功率输出 $P_{\text{out}} = P_T(N/7)^2$ ,式中, $P_T$  = 全部7个通道提供的功率。]该雷达的天线是一个33英尺宽 $\times$ 22英尺高的反射面,其增益为33.5dB。转速为12转/分。

**排列在机械扫描的平面阵上的组件 AN/TPS-59** 单个发射机组件都可排列在一个机械扫描的阵列天线上,每个单元上放一个组件,但在这种雷达中常常采用的是每行天线用一个组件。这就是AN/TPS-59<sup>[17]</sup>中的排列方法。AN/TPS-59是在纽约州的锡拉兹的通用电气公司为美国海军陆战队防空和拦截地面控制(GCI)而研制的可运输的L波段三坐标空中监视雷达。它设计成能检测200海里范围内的 $1\text{m}^2$ 起伏目标,探测概率为90%;还要求它能覆盖距离为300海里,高度为100 000英尺的空域。旋转的平面天线阵为30英尺高,乘以15英尺宽。它有54行,每行24个偶极子天线单元。该雷达工作在1200~1400MHz频段里,峰值功率为54kW,平均功率为9.7kW,这导致其工作比相当高(0.18)。一个笔形波束在 $20^\circ$ 的仰角范围内电扫,而天线在方位上 $360^\circ$ 旋转。

每行有一个收发组件,它是一个包含发射机、接收机前放、双工器、控制仰角扫描的移相器、逻辑控制、冷却和电源的小雷达。每个发射机组件都有10个由两个55W的由更小的25W的器件驱动的硅双极晶体管(7dB增益)组成的100W的放大器。天线上总共有540个发射机组件。

这种雷达的固定站型叫作GE-592和AN/FPS-117。后一种采用44行的24英尺乘以24英尺的天线。这是一部分人值守雷达,其天线工作在天线罩中以便在北部地区使用。该雷达的战术机动型叫作TPS-117,如图1.8所示。

**有源口径,电扫描相控阵** 图10.4给出可由有源口径相控阵天线使用的T/R组件组成的例子。收发开关在发射机和接收机通道之间进行选择。环流器可能是该组件上最大而且最重的元件,它起着双工器的作用。接收机保护器(是一个二极管限幅器)进一步保护低噪声放大器(LNA)。发射和接收使用同一个移相器。T/R组件的许多其他部分在该图中没有给出,例如组件控制器和功率调节器<sup>[21]</sup>。组件控制器从中心计算机得到波控指令且给移相器计算出正确的设置值。为使功耗最小,在控制器接通时,功率放大器和低噪声放大器都可关掉。该组件控制器还可完成自检并且上报该组件的状态,功率调节器在保证该组件的效率尽可能高是很重要的。

也叫作AN/FPS-115的铺路爪电扫阵列雷达是雷声公司研制的一种UHF雷达,它是第一部全固态有源口径的电扫相控阵雷达。它的功能是检测并且告警向美国发射的海上发射的弹道导弹。这种雷达在第9.9节中已经讨论。它工作在420~450MHz范围内,其峰值功率

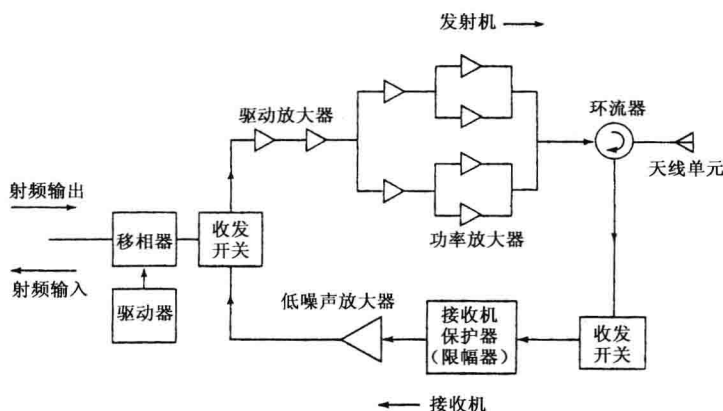


图 10.4 可以用于有源口径相控阵雷达的 T/R 组件的组成的例子

为 600kW, 平均功率为 150kW, 相应的工作比为 0.25。它的直径为 72.5 英尺, 有增加到 102 英尺的余地。单个组件提供的峰值功率为 340W, 效率为 39%<sup>[17,22]</sup>。其脉冲宽度为 16ms。每个站有两个相控阵阵面在方位上覆盖大约 240°。每个阵面有 5354 个单元, 但只用了 1792 个有源收发组件来发射。其他单元和一个窄波束用于接收。(剩余单元是为扩展用。)发射组件是由 7 个 C 级硅双极晶体管以 1-2-4 线路方式组成的。据报道<sup>[22]</sup>, “每个阵面有 200 个组件不工作时系统性能不变”。扩大型的铺路爪雷达代替了在原来弹道导弹预警系统(BMEWS)中用的抛物桶形天线。这种类型的雷达峰值功率为 850kW, 工作比为 0.30。

**THAAD 地基雷达** 这是单元数很多(25 344 个单元)的有源口径的相控阵雷达的例子。它在 9.9 节中已经讨论; 其照片如图 9.36 所示。由于天线单元如此多, 因此每个收发组件的成本必须控制到比较小。如果单个收发组件每个 1000 美元的话, 该雷达仅仅组件的总成本就是 2500 万美元。

### 雷达用的固态器件<sup>[17]</sup>

如上所述, 晶体管放大器成为高功率固态发射机的雷达常用的器件。在微波频率比较低的情况下通常用硅双极晶体管, 在微波频率比较高的情况下用砷化镓场效应晶体管(GaAs FET)。在频率较高的情况下, 还可以把固态功率器件作为微波单片集成电路(MMIC)中的一部分。

在微波频率低于 3GHz(S 波段)时已使用硅双极晶体管。根据 Olson<sup>[23]</sup>的意见, 用在工作在 2.7~2.9GHz 频率范围内的脉冲宽度为 50μs、工作比为 10%、电源电压为 40V 的 C 类放大器的典型内匹配的硅双极晶体管可以有的最小输出功率大于 100W, 最小增益为 6.5dB, 最低效率为 35%。

硅双极晶体管的输出功率随频率的提高而降低。在较高的微波频率上, 常以金属半导体场效应晶体管(MESFET)形式的砷化镓场效应晶体管的功率可以比硅双极晶体管的大。晶体管应在高工作比的情况下工作, 因为脉冲工作的峰值功率输出不能显著超过连续波工作时的峰值功率。在 X 波段, 这种器件的输出功率可能是 10W。为固态功率源考虑的其他一些器件<sup>[23]</sup>包括砷化镓高电子迁移率晶体管(HEMT), 砷化镓为主的伪高电子迁移率晶体管或 HEMT; 砷化镓异质结双极晶体管(HBT); 以及采用用于高温、高功率工作的非常规材料(例如碳化硅和半导体金刚石)<sup>[24]</sup>。

在需要尺寸紧凑的较高的微波频率上, 收发组件对微波单片集成电路(MMIC)感兴趣。

有源和无源电路元件都是在半绝缘的半导体基板上形成(通常是砷化镓)来产生系统结构,这用低集成度技术是难以实现的。MMIC 的好处大部分是因为相同基板上的有源和无源元件可批量处理。Borkowski<sup>[17]</sup>列出了雷达用 MMIC 的优点:低成本,可靠性提高,可重复生产性提高,尺寸小而且重量轻。MMIC 的工程设计的非循环成本可能比较高,而且设计需要的时间可能相当长。因为一旦制造了,MMIC 就不适合去调整电路,因此设计就必须有在处理中产生变化的允差。Olson<sup>[23]</sup>声称,在 3~10GHz 频率范围内可从 MMIC 得到的功率大约为 10W,然后功率随频率的增加按每个倍频程 6dB 的速率而降低。

### 固态的优点

由于下列优点,雷达发射机的应用对固态晶体管放大器感兴趣<sup>[17]</sup>:

- 各个固态器件都具有长的 MTBF;
- 固态采用组件结构,维护相当容易(把坏组件拉出来,用另一个换上);
- 可以得到非常宽的带宽(高达 50%或更高);
- 不需要阴极加热器(不需要预热时间和降低发射机总效率的加热器功率);
- 固态器件的工作电压(在几十伏的量级上)比射频功率管的(几万伏量级上)低得多;
- 不需要脉冲调制器(它当 C 类放大器使用时,晶体管可自脉冲调制,即在加上射频驱动信号时自动接通,而在驱动信号断掉时自动断掉);
- 固态晶体管放大器噪声低而且稳定性好(检测大杂波回波中的小目标很重要)。

固态雷达经常宣称的另外一个特征,是可以坏掉许多个单个器件,而对总的发射功率无大的影响(故障软化)。输出功率(以 dB 表示)按  $20\log r$  来变化,式中  $r$ =工作器件数与器件总数的比<sup>[17]</sup>。在原理上这是正确的,但是实际上中固态发射机可能有灾难性的故障方式,即使它们坏得“适度”,但坏了的组件仍然必须更换。除了其长脉冲和高工作比以外,固态晶体管很适合用于每个单元都含有自己的收/发组件的有源口径相控阵中。

在首次建议雷达使用固态发射机时,据说它们重量比真空管发射机轻,成本比真空管发射机低。是不是这样并不明显。在过去的某些情况下,在固态发射机代替现有雷达的高功率真空管发射机的时候,固态发射机是更重而且更贵的。

### 固态器件的系统含义

过去脉冲雷达的典型特征是低工作比波形,典型的工作比大约在 0.001 到 0.01。功率真空管很好地适用于低工作比。在给定平均功率的情况下,不花什么代价就可以将其峰值功率提高 1000 倍或更多,但有使绝缘子承受较高电压的实际问题。另一方面,半导体功率器件不能有效地工作在低工作比的情况下。对给定的平均功率而言,其峰值功率可能低于平均功率的 10 倍。因此,用固态器件代替真空管发射机通常意味着该雷达必须使用高工作比波形。高工作比意味着长脉宽,它具有最小距离长的缺点。在最小作用距离短很重要时,可能不得不发射一种以上的脉宽。固态发射机的长脉冲需要用脉压来得到好的距离分辨率。脉冲压缩技术已在雷达中广泛应用,但它还有一些对短脉冲的不存在的局限性。然而,很少把脉压的成本和多波形的成本认为是固态发射机的成本,即使它们增加了雷达系统的总成本而且它们在许多真空管发射机里是不需要的。

至少有两个理由说明为什么用固态发射机的雷达成本常常高于那些用可相比的真空管发射机的雷达成本<sup>[12]</sup>。一个是固态发射机的效率通常比高功率真空管发射机的低。另一个是在用一个以上的功率源来得到总功率时,得到功率的成本比较高。计算机和低功率发射机用

的低功率固态器件的优点,是它们可以做得非常紧凑。许多固态器件可以放在一块小小的芯片上。在固态器件必须承受高功率的时候,如它用于雷达发射机时,可能有一个消散功率源所产生的热量的问题。必须承受高功率的固态器件应在电路板上大面积范围展开,以避免超过热量传递极限。因此,固态放大器的尺寸和重量取决于其放大器能承受的功率密度而不是各个元件的尺寸。因而在功率高的情况下,无法得到光刻制高密度低功率固态集成电路的优点。为了消散热量把固态器件散布在大面积上的结果可能是效率比较低,因为在传输线和合成器中有较大的功率合成损耗。耗散较高的热量,需要比较重的散热器,结果使发射机也比较重<sup>[12]</sup>。

人们已经很长时间知道单个高功率真空管的成本按输出平均功率的平方根变化。因此,在总输出功率给定的情况下,成本最低的真空管发射机就是使用单个高功率管,而不是多个管子的发射机。Symons<sup>[12]</sup>指出,由多个器件组成的发射机(例如在使用高功率固态器件时必须的)的成本几乎线性地随器件的数量而增加。因此,在高功率时,可预期单个真空管的发射机的成本要比由多个组件组成的产生相同总功率的固态发射机的成本低。

单独的固态器件与单个真空管功率源相比,其寿命要长得多而且故障率要低得多。然而,固态发射机的寿命不是由单个晶体管或单个组件的寿命来决定的,而是由所有组件的寿命和组成该发射机的许多其他元件的寿命决定的。本章前面谈到很好设计并且正确操作的真空管发射机的寿命非常长。固态发射机的维护应比高功率真空管发射机容易,但设计得好而且操作正确的真空管发射机的寿命也应该十分长从而不是一个严重的系统问题。

与高功率真空管相比,固态发射机有优点,也有一些严重的局限性。目前固态发射机技术会使高功率射频真空管消失还不明显。当固态的特殊的优点比其局限性和成本高要重要得多时,使用固态。就像工程上常常发生的那样,雷达系统工程师在开始为某种特殊的雷达系统应用而挑选射频功率源类型时有许多种选择。固态发射机只是必须为某种特殊应用考虑的许多可能性中的一种——除非用户坚持他的意见。

## 10.4 磁控管

磁控管曾经是雷达使用的唯一的高功率射频功率源,它是功率振荡器而不是功率放大器。它是一种交叉场器件,在该器件中其电场和磁场是相互垂直的。微波频率上的磁控管尺寸紧凑而工作频率高,它可以使雷达小到足以在军用飞机上飞行,在地面战争中机动作战,甚至可用在潜艇上。

### 同轴磁控管

在原来的磁控管结构的功率、效率、稳定性和寿命上的一大改进随着 20 世纪 60 年代同轴磁控管的引进就来临了。关键的不同之处是,加入一个围绕常规磁控管的装在机内的进行稳定的腔体。图 10.5 为同轴磁控管的圆形几何图形的截面的草图。中心是“胖”氧化物涂覆的阴极。围绕该阴极是许多由辐射状叶片来确定的射频谐振腔。在阴极和这些谐振腔之间是电子与直流电场和静态磁场相互作用的互作用空间,作用的方式是电子把直流能量让给射频场。正交的电场和磁场使电子在从阴极一发射出来几乎立即就被“聚成一束”。聚成一束以后,这些电子沿着一个与电子速度几乎相同的行波场移动。

同轴磁控管的频率可以通过机械移动稳定腔的一个端板(叫作调谐活塞)的方法来改变(端面板位于图 10.5 的平面上但未画出来)。调谐活塞可用真空膜盒机械地从真空外面来定位。

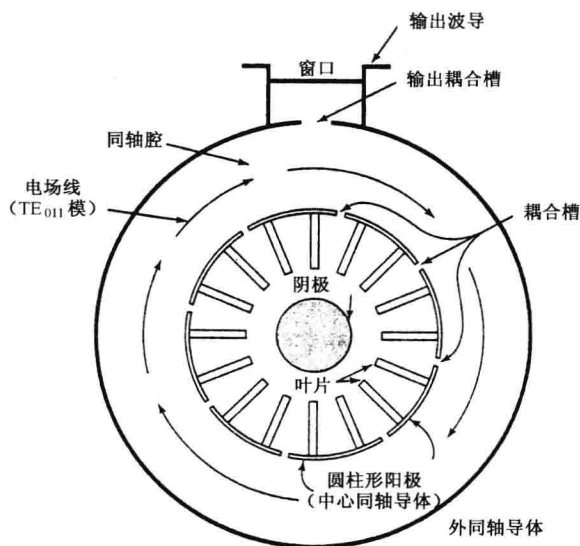


图 10.5 同轴磁控管的截面草图

还有一种反转形式的同轴磁控管(里面翻到外面的)。在管子中心的是阳极和谐振腔,围绕该管子外周边的阴极。当腔体变小而且常规型同轴磁控管导致阴极尺寸小时,在频率较高的情况下,它提供的性能应该比较好。

**$\pi$  模** 不容易用简单的方式来描述磁控管的工作理论,因此,这儿不准备这么做。一个磁控管可在许多不同的间隔靠得很近的频率上振荡,因为在阴极和谐振腔之间可能存在各种射频场。这些不同的射频场型和该磁控管的许多腔体调谐器之间的耦合,导致产生不同模式的振荡。在电压变化时或在磁控管看到的输入阻抗变化时,磁控管可以几乎不可预计地从一种模式改变到另一种模式(这就意味着从一个频率到另一个频率)。从一种模式到另一种模式的改变(常称为模变)特别不好,因为它是在雷达天线扫描和在观看不同环境时出现的。避免模变是很重要的。

人们宁愿使用的磁控管的工作模式是所谓的  $\pi$  模,它出现在射频场型为相邻的腔体之间射频相位交替  $180^\circ$  ( $\pi$  弧度) 时。 $\pi$  模的优点是其频率可以比较容易地与其他可能模式的频率分开来。(N 腔的磁控管有  $N/2$  个可能的振荡模式,  $\pi$  模只在单个频率上振荡,其他模可在两个不同的频率上振荡,因此磁控管可在总共  $N-1$  个不同频率振荡。)

在同轴磁控管中,把每隔一个谐振腔的输出耦合到环绕阳极结构的一个稳定腔上,如图 10.5 所示。然后输出功率从稳定腔耦合出来。该腔以  $TE_{011}$  模工作,其电力线自己闭合且与圆形腔同心。在该腔的周围的每一点上的射频电流的相位相同,以至于耦合到稳定腔的下一个槽的相位都是同相的。这与  $\pi$  模工作所需要的相位相同。

**同轴磁控管寿命** 磁控管能够产生的功率取决于其尺寸。尺寸比较大意味着谐振器比较多,使得更难于把常规磁控管中各种不同振荡模分开。然而用  $TE_{011}$  外腔控制稳定性的同轴磁控管,可用大量谐振腔还能稳定工作,因而功率比较大。同轴磁控管阳极和阴极的结构比常规磁控管中的大,这就进一步允许它在较大功率下工作。结构比较大就允许设计有裕量,其结果除了更稳定的工作以外,同轴磁控管呈现出的寿命比常规磁控管的长,可靠性比它的好。它

还有 5000 到 10 000 小时的工作寿命,与常规磁控管相比,提高了 5~20 倍<sup>[25]</sup>。据说<sup>[26]</sup>,AN/FPS-6 测高雷达中的峰值功率为 3MW 的 S 波段同轴磁控管 VMS-1143 的寿命超过 50 000 小时。这种管子可能就这么一个,但它表明,不像以前的情况,磁控管不一定寿命短。

刚好在第二次世界大战以后,在 20 世纪 50 年代期间,早期的磁控管的寿命与 200 小时的平均故障间隔时间一样。这可能就说,为什么功率真空管给人有固有的不可靠而且寿命短的印象。经验证明,同轴磁控管寿命长,现代的速调管和行波管线性电子束管的寿命更长。这提供了足够的证据证明,使用功率真空管未必导致雷达不可靠。(读者可以回想一下在看电视或听无线电时由于电子管发射机的故障而造成的发射中断和暂停有多么频繁。)

### 磁控管的系统状态

磁控管发射机曾应用在大量的不同类型的雷达发射机中。在某个时期,它是最流行的雷达发射机。由于它不容易满足现代雷达的更高的要求,它的使用已大大减少了,而其他射频功率源可能满足这些要求。Weil<sup>[27]</sup>在《雷达手册》一书中写的“发射机”那章中,介绍了使用磁控管所遇到的问题。磁控管的主要局限性是其平均功率有限,以及不能在严重杂波中看到运动目标。

虽然磁控管能够产生几兆瓦的峰值功率,但它的平均功率限制在 1~2 千瓦左右。这可能对某些中程雷达和使用大天线的民用空中交通管制雷达来讲是足够了,但对许多军用雷达应用来讲是不够大的。磁控管通常在尺寸上比其他类型的射频功率源要小,但是这部分应归因于其平均功率低。

在第二次世界大战期间,除在战争快结束时出现的少量的 S 波段 AN/CPS-1 微波预警 (MEW) 雷达外,空中监视雷达都没有动目标指示 (MTI) 能力。在第二次世界大战中雷达为了检测飞机,目标必须在没有杂波的晴空。那时轰炸机是无意中配合雷达的,因为它们并未设计成能在雷达覆盖范围下方进行低空飞行。早期的模拟 MTI 雷达只可使用单个或两个延迟线对消器,所以在 MTI 改善因子(或杂波衰减)方面它们被限制在 20dB 左右。磁控管自己将改善因子限制在 30dB 或 40dB。因此,磁控管不是早期 MTI 雷达性能的限制因素。在 MTI 信号的数字信号处理可使 MTI 改善因子好得多的时候,情况就改变了。现在不得不使用功率放大器,例如速调管、行波管或晶体管——而不是磁控管,以便在严重杂波下探测小的运动目标。

有几个不利于磁控管的其他因素。磁控管的脉冲宽度被限制在 0.1 $\mu$ s 到 100 $\mu$ s 以下,但这一点通常不是问题。然而,在磁控管中采用频率或相位来调制脉冲,实现脉压是十分困难的,而且实际上没有这么做过。信号在脉冲间不相干,因此在 MTI 雷达中,接收机中的相干振荡器(基准振荡器)的相位在每次发射一个新脉冲的时候都必须重新设置。磁控管频率随时间漂移,这要求接收机中的本振的频率不断地调谐到发射机的频率上(不管频率是什么)。磁控管有噪声而可能在其设计的频率范围以外的频率上产生电磁干扰。

### 海用雷达磁控管

已经证明磁控管是很适用于民用海用雷达的管子。这些是产生 3~75kW 峰值功率,平均功率低(几瓦到几十瓦)的小器件。海用雷达用户需要可靠性。在商船开到海上的时候,它的船长希望雷达在船返回到其本地港口时仍然在工作。民用海用雷达用的磁控管的一个例子,是英国切姆斯福的 EEV 制造的第三代的 MG5241。它是一个 18 腔 X 波段的磁控管,产生的峰值功率为 12.5kW,效率为 43%。该制造商宣称预期的典型寿命超过 10 000 小时,保证最低寿命为 3000 小时。它的重量为 625g(1.4 磅),体积为 315cm<sup>3</sup>。它工作在 9.38~9.44GHz 频段中的某个固定频率上。



## 10.5 正交场放大器

正交场放大器(CFA)与磁控管在采用相互垂直的电场和磁场方面是很相似的<sup>[1,28]</sup>。除为了把输入和输出接头接到电路上而要把射频电路断开以外,它在外形上也与磁控管相似。图 10.6CFA 的效率高(40%~60%),采用的电压比线性电子束管子的电压低,并且重量轻且体积小。它们的带宽宽(10%~20%),峰值功率和平均功率高,而相位稳定度好;但它们的增益相对低。有时它们和做 CFA 驱动级的高增益但功率比较低的行波管一起使用。

### CFA 的工作

有几种不同形式的正交场放大器,它们都有慢波电路,阴极和输入输出端口。对雷达而言,CFA 通常用图 10.6 中的形式,它采用分布式发射和电子再入。分布式发射的意思是像磁控管一样,阴极邻近射频结构的全部长度。电子从圆柱形的阴极发射,该阴极与作为阳极用的射频慢波电路同轴。在正交的电场和磁场的作用下,这些电子形成旋转的电子(空间电荷)束或辐条。这些聚束与射频信号同相地沿慢波电路漂移,且把它们的直流能量传给射频波以产生放大。能量被提取以后剩下的电子被慢波阳极收集起来。能量被提取以后在输出端没有被收集的电子允许再进入输入端的射频相互作用区,这就是这种管子被称为再入式的理由。一些再入电子包含着在下一次绕过射频电路通道时要被放大的调制(聚束的电子)。为了防止这一现象,在输入端和输出端之间有一个漂移空间。在该漂移空间中,空间电荷的力量使电子聚束弥散,消除伴随再入电子的任何调制。

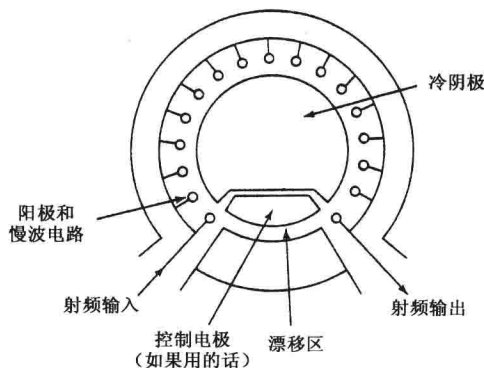


图 10.6 正交场再入式的正交场放大器的漂移区和控制电极的简单图示

**冷阴极发射** 在高功率 CFA 中,电子可以由冷阴极场发射产生,而不是由带有加热阴极的热离子发射产生。冷阴极发射需要在阴极和阳极之间有直流电压,还要给管子加上射频驱动信号。电子发射积累的开始,是由存在于阴极表面附近的数量相当少的自由电子引起的。发射是由阳极未收集到的那些电子来维持的,并且这些电子是通过射频场和正交的电磁场的作用下返回到阴极的。当这些电子打击到阴极上,它们就产生保持电子发射过程的二次电子。在启动阶段脉冲间抖动很小而且积累时间是十分快的( $<10\text{ns}$ )<sup>[28]</sup>。

**插入损耗** CFA 的插入损耗低,也许不到 0.5dB。有时这可以是多级发射机的一个优点。通过省掉多级发射机末级的直流电压,可以以小的衰减,用电平较低的射频驱动,直接给末级馈电。这就允许用这种发射机的雷达有两个功率电平,对一些系统应用来讲,可能是令人



感兴趣的。

CFA 的低插入损耗意味着射频驱动功率可以很小衰减地在输出管上出现。在低增益放大器(例如 CFA)中,在输出端出现的输入功率可以占总功率相当大的一部分,也许是十分之一或更大。CFA 的转换效率被定义为

$$\text{效率} = \frac{\text{射频功率输出} - \text{射频驱动功率}}{\text{直流输入功率}} \quad (10.2)$$

当射频驱动功率包括在输出功率中而不是像(10.2)式中那样省掉时,它有时就叫作功率增加效率。也就是说,功率增加效率是总的射频功率除以直流输入功率。管子工程师喜欢引用功率增加效率来代替等式(10.2),因为它得到的值比较高。

**前向波和后向波正交场放大器** 射频信号和电子聚束的相互作用可以是和前向行波,或是后向行波的相互作用。互作用的类型由慢波电路决定。当传播的信号沿慢波电路的相位速度和群速度在同一方向上时,就发生前向波相互作用。(群速度是能量沿着慢波电路传播的速度,相位速度是在慢波电路上由电子看的射频信号的速度。)为了能够放大,相位速度必须接近电子流的速度。当相位速度和群速度反方向时,发生后向波相互作用,就像在叫作增幅管的 CFA 器件中发生的一样。前向波 CFA 可以工作的频段宽,用的阳极电压不变,而输出功率只有小小的变化。另一方面,后向波 CFA 用的阳极电压不变时,其输出功率随频率而变。它就像一台电压调谐放大器。频率变化 10%,其输出功率可能 100%变化<sup>[29]</sup>。然而,用常规调制器技术后向波 CFA 可以宽频带工作,而输出功率变化不大。可以用频率来补偿线型的调制器的功率变化,并且能将输出功率的变化控制在可接受的水平上。在适当调节阳极电压时,后向波 CFA 的带宽可能为 10%。前向波 CFA 的工作更像行波管,它可以得到的带宽高达 20%左右<sup>[28]</sup>。

**高增益 CFA**<sup>[1,30]</sup> 常规的脉冲正交场放大器的增益典型的值为 8~15dB。通过把冷阴极设计成慢波电路且在阴极发射表面用射频驱动,就可以在高功率脉冲 CFA 中得到 15~30dB 的增益,且其功率、带宽和效率都可与常规设计相媲美。射频输出是从阳极慢波电路获得的。这就是所谓的高增益 CFA 或阴极驱动的 CFA。它的增益比较高,意味着需要的驱动功率小些。如果使用稍稍不同的结构还可以使阴极驱动的 CFA 的噪声比常规的 CFA 低 10~20dB。据说<sup>[31]</sup>得到的信噪比大于 70dB/MHz。这宣称可以与线性电子束管相比拟,而且比常规的 CFA 高 20~30dB。然而,用相同的结构是无法同时得到高增益和低噪声的。

工作在 3.1~3.5GHz 频段(12%带宽)上的 1.2MW 的 S 波段的阴极驱动的 CFA 在饱和情况下增益 23dB,在降低峰值功率情况下增益为 30dB,在采用 6kW 驱动功率时,效率为 53%。

### CFA 的调制

CFA 可以通过把阳极(在地电位)和阴极(在大的负电位上)之间的高压接通和断开来进行脉冲调制。这就叫作阴极脉冲调制。采用冷阴极电子发射的前向波 CFA 可以脉冲调制,而不需要阴极脉冲调制所需要的高功率调制器。直流工作电压连续地加在阴极和阳极之间。在加上射频输入脉冲以开始电子发射过程之前,管子是不工作的。加上射频脉冲之后,管子进行放大。在射频驱动脉冲结束时,管子里剩余的电子必须从相互作用区清除掉,避免造成产生振荡或噪声的反馈。在再入式 CFA 中,电子流可在射频驱动脉冲除去以后,通过在射频输入端和输出端之间的漂移空间区域中,在阴极上装一个与它绝缘的电极来收集。

这就叫作一个如图 10.6 所示的中断或控制电极。在该脉冲终止时给中断电极加上一个短的正脉冲,断开剩余电子电流。这种调制方法叫作直流工作。Weil<sup>[1]</sup>说过直流工作很少使

用,因为它需要大的电容组来限制脉冲的下垂而且因为直流工作的管子中产生的电弧需要一个打火保护器件来终止电弧,它会终止工作几秒而不仅仅是中止一个脉冲。

仅仅用射频驱动脉冲还可以开关 CFA,而不需要在驱动脉冲结束时给中断电极加正脉冲。这叫作射频键控,它是一种简单调制 CFA 的办法。由于决定最佳调制方法的因素有几个而不是调制器的尺寸,所以它还未得到广泛的应用。

### 系统上的含义

过去 CFA 已被用于高功率空中监视雷达,用于高功率相控阵雷达的子阵上的功率源及作为磁控管振荡器后的功率增大器,但是 CFA 的增益低,需要有多级。当它用在放大链中时,通常只在一、二级最高功率级中有 CFA。它的前面可以是中等功率高增益行波管,这是一个利用这两种管子的最好品质的组合。行波管提供高增益,而 CFA 可以在高效率和低压情况下得到高功率。

在旋转空间电荷束中的电子的速度不相同,因而在慢波结构中会感应出随机电流,这产生了宽带噪声。因此,CFA 中的噪声电平比线性电子束管子的噪声电平高 20~30dB 左右。

可以用比阴极脉冲调制器更简单的方式,对 CFA 进行脉冲调制的可能性已成为一个吸引人的特点;但是直流工作和射频键控都有局限性,因而人们宁愿使用阴极脉冲调制,即使它重些。因为在 CFA 直流工作情况下在脉冲与脉冲之间高压仍然在管子上,即使只有少量的电子束电流流过管子也可能产生严重的噪声电平。另一方面,用阴极脉冲调制时,高压在脉冲之间移走,以致正常碰不到噪声。不用阴极脉冲调制器的 CFA 的增大的脉冲间噪声,以及其高电平的带内寄生噪声可能阻止它获得好的 MTI 性能(大的 MTI 改善因子)和脉压系统中的低时间副瓣。

对 CFA 的兴趣似乎没有它以前曾经有的大,在需要高性能时,它已赶不上线性电子束管子。

## 10.6 其他射频功率源

除了已讲过的射频功率源外,还有几种已用于或建议用于雷达应用的其他射频功率源。

### 微波功率组件(MPM)<sup>[33]</sup>

如图 10.7 所示,微波功率组件把一个用来驱动中等功率的螺旋线行波管的固态 MMIC(单片微波集成电路)和集成的功率合成器合成一个单元放在一个紧凑的重量轻的组件中。它提供一个高效率,宽瞬时带宽低噪声,平均功率从几十瓦到几百瓦的射频功率源。它比可相比的行波管和固态射频功率源体积小,重量轻,而且可以在高环境温度下工作。MPM 的增益(标称为 50dB)在固态驱动级和行波管功率增大器之间按 20/30 到 30/20 的比例分配。MPM 宣称能竞争过雷达应用和电子战用的行波管或固态功率放大器。它具有固态和真空管技术的优点而且使它们的缺点最小。

MPM 似乎最适用于较高的微波频率,从 S 波段到 Ku 波段,大约从 2GHz 到 40GHz。预计工作在 6~18GHz 频率范围内的 MPM 可产生的峰值功率为 100W(高达 100%的工作比)而且可以封装在 5/16 英寸×4 英寸×6 英寸的空间里。据说 MPM 的效率比同类的固态功率放大器高 3 倍,噪声方面比单个行波管好 30dB。已建议可以将 MPM 用于 C 波段和 X 波段的相控阵,无人驾驶飞机(UAV)用的合成孔径雷达,导弹寻的器和机载湍流报警雷达。

虽然认为 MPM 主要用于工作在一个或多个倍频程范围中的宽带(非雷达)应用,它也可以用于有常规带宽的雷达。Smith,Armstrong 和 Duthie<sup>[34]</sup>所描述的 C 波段组件就是一个例子,它可以工作在 4~6GHz 的频带上,其效率大于 35%而且连续波功率大于 125W。如果它

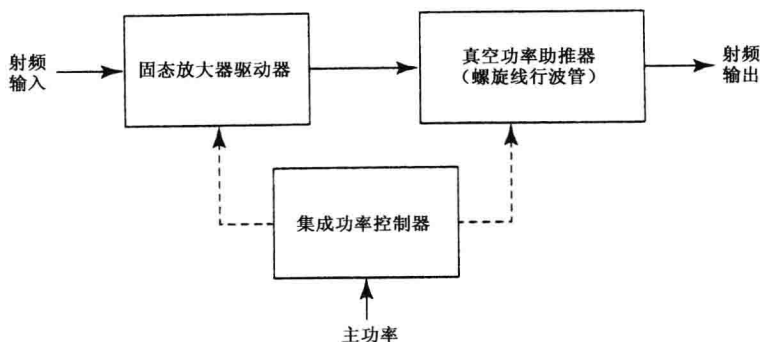


图 10.7 微波功率组件

的工作限制在 4.6~4.9GHz 的频率上,其输出的连续波功率为 200W 而且其效率为 50%。它重量轻而且体积小,每磅产生功率大于 70W 而且每立方英寸产生功率 4W。雷达应用的局限性是它需要高的工作比(最好是 1 或许 50%)。

### 栅控管

这是传统的三极或四极真空管的微波型。这些管子用阴极产生电子,阳极收集它们,且在中间有一个(如果是三极)或两个(如果是四极)控制栅极。加在控制栅极上的电压起着门或阀的作用,控制电子从阴极流向阳极的数量。通过改变控制栅极的上电压,到达阳极上的电子数也变化。电子流的电子密度被控制栅极上的信号调制,产生放大的过程叫作密度调制。栅控管可以高功率,宽带宽,好的效率而且固有的长寿命,但是它的增益低或中等。它只能用于频率较低的雷达。

密度调制的栅控真空管的性能受到它将电子从阴极转移到阳极上去所需要的时间的限制。这个转移时间与要放大的射频信号周期相比应是比较小的。由于这个原因,栅控管的频率被限制在 1GHz 以下。为使转移时间影响最小,整个射频输入输出电路和电相互作用系统都在真空包装内。

栅控管已被成功地用于高频(HF)超视距雷达和甚高频(VHF)及超高频(UHF)雷达中,其中包括美国海军的 E2C 机载预警雷达<sup>[35]</sup>,和美国空军的 AN/FPS-85 卫星监视雷达<sup>[36]</sup>。除了雷达以外,栅控真空管广泛用于商用 VHF 和 UHF 电视发射机中。然而,今后栅控管不可能很多地用于雷达。即使固态发射机可能成本比真空管的高,但是那些采购以前用栅控真空管的频率上的雷达的人们似乎还是宁愿要固态发射机。

### 电感输出管(IOT)或速调四极管(klystron)<sup>[3]</sup>

这种器件可回溯到 Andrew Haeff 在 1939 年的工作<sup>[37]</sup>。他企图把密度调制的真空管扩展到微波频率。Haeff 称他的器件为电感输出管(IOT)。他描述了一种 IOT,它在 450MHz 上效率为 35%,增益为 10dB 时产生的连续波功率为 100W。在那个时候这是十分好的。因为以后兴趣主要放在速度调制的线性电子束管子上,所以就没有进一步的进展。

IOT 在大约 30 年以后由 D. H. Preist 和 M. B. Shrader 在 Klystron 的名称下再次被发明。选用这个名字以便指出该器件在阳极和收集极之间的区域像速调管,而且在阴极和阳极之间的区域像四极管。根据 Prest 和 Shrader<sup>[38]</sup>的意见,Haeff 意识到常规的三极管和四极管受到截获栅极的使用的限制,因此在他的 IOT 中,他用不拦截电子的洞口代替线栅极。同轴

磁场限制了电子流的边界,就像速调管和行波管中那样。栅极的作用是对电子进行密度调制(就像在常规三极管中那样)以形成电子聚束。通过让它穿过提取高速电子能量的谐振腔把射频能量从聚束电子束中移走。耗尽能量的电子谐振器不收集,而是由一个分离的集电极收集。IOT 除电子束的密度调制是由栅极而不是由输入谐振腔和引起电子速度调制的漂移空间完成之外,就像速调管一样。

速调四极管主要是为 UHF 电视而研制的。它可以在高效率(50%~60%),功率增益为 18~25dB 的情况下产生好几十千瓦的平均功率。虽然它还未用于雷达,但它有潜力为 UHF 雷达提供比以前使用的四极管更好的性能。

### 常效率放大器(CEA)

上面介绍 IOT 和速调四极管的一个原因是可以把它们改进成一种效率近似的与输出功率无关的放大器。在需要整形雷达脉冲以便降低脉压波形的时间副瓣或降低矩形波产生的带外干扰时,雷达对这种器件感兴趣。本章中讨论的常规雷达射频功率源在不损失效率的情况下是不能用整形脉冲工作的。把电感输出管(IOT)和类似于速调管和行波管<sup>[12]</sup>中所使用的多级凹形收集极组合起来,可以得到所谓的常效率放大器(CEA)。CEA 是为电视行业研制的。据说与常规的真空管发射机相比,用 CEA 的电视发射机的初级功率要求可以降低一半<sup>[39]</sup>,或是碳化硅固态发射机的初级功率的三分之一;但是 CEA 不能工作在 UHF 以上的频率上。

### 回旋管<sup>[41~43]</sup>

本章中讨论的可从微波雷达功率源得到的功率在频率增加时降低,这是因为这些器件的谐振结构随着频率的提高(波长减小)而变小,以及把从小的结构中散逸出来的热量消除掉是困难的。因此,特殊类型的发生器的输出功率变化近似地与频率的平方根成反比。另一方面,回旋管没有这种类型的频率依赖性,因为它不用谐振慢波结构。取代它的是以快波结构为基础,例如平滑的圆形管子(在那里电磁波的相位速度比光速快)。回旋管电路的直径可以是几个波长,而且电子束不需要放在靠近射频结构的地方。因为在回旋管中没有带有谐振电路的常规微波功率源的尺寸限制问题,所以它们的功率控制能力可以相当大。作为毫米波长的潜在的高峰值和平均功率源回旋管是令人感兴趣的。在微波频率上考虑过使用它,但它没有能与比较常规的微波功率源竞争。

回旋管,也称为回旋加速器谐振微波激光器,使用一种强的外部轴向磁场来使圆形快波结构里的在电子回旋频率上旋转,这个频率是  $\omega_c = eB_0/m\gamma$ , 式中,  $e$  为电子电荷,  $m$  为电子静止质量,  $B_0$  为轴向磁场,  $\gamma$  为相对论因子  $[1 + e/mc^2]V_0]$ ,  $c$  为光速,  $V_0$  为电子束电压。电子束电压和相对应的电子速度都高得足以引起相对论性的作用。电子沿着磁场线的螺旋形通道在有电磁波存在的情况下运动,该电磁波有一个电场的横向分量。由于这些电子的相对论性质改变的结果,电子就在回旋加速轨道中相位聚束起来。那些把能量传给电磁场的电子,变得比较轻且积累相位提前,并且追赶上了得到的能量,从而变成比较重,并累积相位滞后的电子。

回旋管的频率由磁场来决定,不是像在微波功率管中那样由相互作用区的特性大小来决定。为了在较高频率上产生回旋加速振荡,磁场必须十分大。由于这个原因,毫米波回旋管用的磁铁通常是超导的。对某些应用来讲,它可能是个负担,特别是如果该器件不得不用在液态氮温度下的低温恒温箱里的时候。然而,以高温超导材料为基础的磁铁,有效闭环的冰箱或低温冷却器的发展,为在机动平台(例如船舶和飞机)中使用超冷却回旋管提供了可能性。

因为回旋管的射频电路的尺寸通常与它产生的电磁波的波长相比比较大,因此可以有更

高阶模或多模的电磁场。以一种以上的模工作,可以导致在一种以上的频率上工作。回旋管的设计要求留心只以一种模式稳定,单频率地工作。

在 94GHz 上的回旋管振荡器产生的连续功率可大于 100kW,峰值脉冲功率 1MW,效率约为 30%。准光学回旋管通过改变磁场可从 80GHz 调到 130GHz(半个倍频程)<sup>[44]</sup>。在这个频率范围内其功率是相当稳定的,平均约为 60kW。

回旋管用作放大器也可用作振荡器。通常,可从回旋管振荡器得到的功率比从回旋管放大器得到的功率大,但是多普勒处理是很重要的——就像在微波频率上那样,在雷达中放大器可能就有一些优点了。回旋速调管的电子束穿过驻波场与漂移空间分开的两个或多个谐振腔。回旋行波管与微波行波管类似,和行波场一起工作。回旋速调管的相对带宽比回旋行波管的小,但它的增益、效率和输出功率比较高。回旋行波速调管的工作与微波行波速调管类似,即它使用驻波场把电子聚束,而用行波场提取能量。毫米波回旋管放大器的相对带宽通常比微波功率放大器可得到的小。

为工作在中心频率 94GHz 上的雷达而设计的特殊的实验性回旋速调管的规范需要它的平均功率为 10kW,峰值功率为 80kW,效率为 20%,带宽为 600MHz<sup>[45]</sup>。

#### 多电子束速调管<sup>[46]</sup>

常规速调管只有一个电子束,通过提高已经很高的电子束电压,可以增加功率。可以采用多个电子束通过位于单个多通道漂移管中的各个通道的办法,而不是通过提高电子束的电压来增加功率。总功率是从每个低电流电子束中提取出来的功率和。电子束数从 6 个到 61 个。这样的功率产生器叫作多电子束速调管(MBK)。

与功率相当的常规速调管相比,大大降低电子束电压的结果是,其尺寸和重量都减小了。它的磁铁和电源也比较小和轻。MBK 的多个电子束的几何图形使其带宽增加,因为其导流系数增加了。电压低也可以不需要用铅来屏蔽 X 射线辐射。

高功率多电子注速调管于 20 世纪 50 年代首次在美国进行严格的检验,但因其他更常规的速调管满足了高功率的需求,所以兴趣未持续。20 世纪 70 年代苏联的管子工程师开始认真地进行 MBK 的研究,并成功地生产出广泛用于苏联雷达系统的射频功率源。前苏联 ISTOK 公司生产并且销售的 MBK 的一个例子就是它们的 IKS-9007,它是一个 6 腔 36 束的速调管。它工作在 3.3GHz 频率上,带宽为 200MHz(6%),峰值功率从 500kW 到 800kW,工作比为 0.02,增益为 40dB,效率为 40%~50%。电子束电压为 28~32kW<sup>①</sup>。该速调管的重量为 25kg,螺线管磁铁重 95kg,据说它比相同性能的单注速调管要轻 2~3 倍。

ISTOK 公司还将多注技术用于行波管和感应输出管。

## 10.7 雷达发射机的其他方面

### 脉冲调制器<sup>[47,48]</sup>

调制器的功能是接通和断开发射机产生所要的波形。当该波形是一个脉冲时,有时把调制器称为脉冲调制器。每个射频功率源都有其自己的特殊的特性,这决定了要用的调制器的类型。例如,磁控管调制器必须承受满脉冲功率。另一方面,晶体管放大器就根本不需要调制

① 原文为 28~32kW(译者疑误)。

器,因为晶体管是通过有没有输入脉冲来接通或断开的。速调管和行波管设计得有一个调制阳极或阴影栅的话,满功率可以只用控制总电子束功率中一小部分功率的调制器来开关。正交场放大器(CFA)常常是阴极脉冲调制的,它需要满功率调制器。有些 CFA 可以直流工作,这就意味着它们可以通过启动射频脉冲来接通和给终止电极上加上一个低能量的短脉冲来断开。与晶体管放大器一样,一些低功率 CFA 也不需要调制器,因为它们可以通过输入射频脉冲的开始来接通和断开。

图 10.8 中给出了一种雷达调制器的基本单元。来自外部功率源的能量在脉冲间以低速率在能量存储单元里累积。充电阻抗限制了把能量转交给存储单元的速率。在准备好形成脉冲时,闭合开关,存储的能量快速地通过负载放电以形成加在射频功率器件上的直流脉冲。在该周期的放电期间,充电阻抗不让来自存储单元的能量返回能量源。

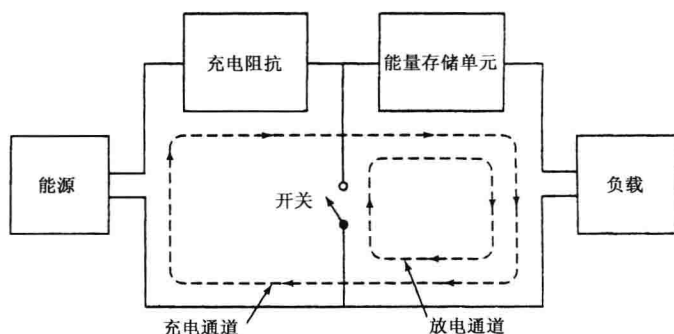


图 10.8 一种雷达脉冲调制器的基本单元

**线型调制器** 在这种器件中,用延迟线或脉冲形成网络(PFN)做存储单元。开关可以是氢闸流管、汞放电管、可控硅(SCR)、可饱和的扼流圈,或能启动 PFN 放电以形成矩形脉冲的其他器件。脉冲的形状和持续时间是由 PFN 的无源单元决定的。开关不控制脉冲形状而只是启动它。当 PFN 充分放电以允许开关闭合并恢复其电压保持能力时,脉冲就终止了。该脉冲的后沿通常不陡,因为它取决于 PFN 的放电特性。线型调制器简单,尺寸上紧凑,而且可以允许非正常负载的情况。它已广泛地用于磁控管脉冲调制。

**有源开关调制器** 在这种类型的调制器中的开关单元必须可以开和关。最初,该开关是一种真空管,而调制器被称为硬管调制器,以将它与线型调制器中常用的气体管开关区分开来。除真空管外,该开关还可以是像可控硅那样的半导体器件。

有三种有源开关调制器:(1)控制射频管的满电子束功率的阴极脉冲调制器;(2)在射频管满电子束电压但电流小的情况下转换所需要的调制——阳极脉冲调制器;(3)工作在比电子束的电压小得多的电压上的栅极脉冲调制器。

与线型调制器不一样,在有源开关调制器中的开关,既控制脉冲的开始又控制其结束。其能量存储单元是一个电容器。为了防止由于电容器指数放电特性引起脉冲形状的下降,该脉冲只从电容器中提取一小部分已存储的能量交给管子。在用长脉冲的高功率发射机中,电容必须非常大。大电容可以通过集中电容器称为电容器组的办法来得到。

有源开关调制器比线型调制器更灵活更精确。它可以给出极好的脉冲形状,改变脉冲持续时间和脉冲重复频率,包括混合的脉冲长度及间隔紧密的脉冲串。但是,它比线型调制器复杂而且重。



**打火保护器件** 功率管可以在几乎无告警的情况下产生内部电弧放电。在未保护的器件中出现电弧时,电容器组通过电弧放出大电流并可能损坏管子。该管子可用叫作电子撬棒的器件来保护,它把一个短路电路接在电容器组上,以便转移其存储的能量。在发现由于受保护的功率管中的故障而引起突然的电流冲击时,该急剧短路开关在几微秒内被激活。该电流冲击也使电路断路器把主电源断开,不供电。名字“撬棒”是类似于安放一根大导体,像撬棒到电容器组两端的动作而来的。高功率有源开关调制器需要撬棒,因为在其电容器组中存储了大量的能量。在线型调制器中通常不需要撬棒,因为在其脉冲形成网络中存储的能量不多。线型调制器被设计得可以在每次产生脉冲时都能安全地释放出所有存储的能量。

#### 发射机噪声和频谱<sup>[49]</sup>

射频功率源可能产生寄生的不想要的输出,例如基本频率的谐波,邻频带(带外的)噪声和带内噪声等。谐波和邻频带噪声可以通过使用高功率滤波器降低 30~60dB,将脉冲整形使得更加圆而不太方,可使带外信号能量减小。带内寄生信号和噪声不容易滤掉,因为这些不想要的信号在想要的信号频谱的频率范围内。在某些射频功率源里带内噪声比其他的大。例如,Weil 说<sup>[49]</sup>常规 CFA 的 1MHz 带宽内的噪声电平一般在 50~60dB 以下,但在线性电子束管子中在 90dB 以下或更好。

第 3.7 节讨论的设备不稳定性对 MTI 雷达中可以达到的杂波对消或改善因子的影响。常规的 CFA 中的典型的噪声电平对可得到的 MTI 改善因子设置一个极限,大约在 45dB 左右。另一方面,线性电子束管除了由其调制器和电源带来的限制外,它具有非常高的 MTI 改善因子。调制器电压上的波动和高压电源(HVPS)的变化必须十分小,以便得到高性能雷达所需要的大的改善因子。

在脉冲重复频率参差的 MTI 系统(见 3.3 节)中,脉间周期的变化使得 HVPS 的电压改变,这可能是发射机不稳定性的重要来源。如 Weil<sup>[49]</sup>所指出的,由此造成改善因子的降低需要纠正。

发射机及其调制器还可以使脉压波形失真,并且产生寄生的时间副瓣。与线型调制器产生的时间副瓣相比,有源开关调制器可能使脉压时间副瓣低。

## 参考文献

1. Weil, T. A. "Transmitters." In *Radar Handbook*, 2nd ed. M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill. 1990, Chap 4.
2. Gilmour, A. S., Jr. *Microwave Tubes*. Norwood, MA: Artech House, 1986, Chap. 16.
3. Granatstein, V. L., R. K. Parker, and C. M. Armstrong. "Vacuum Electronics at the Dawn of the Twenty-First Century." *Proc. IEEE* 87 (May 1999), pp. 702-718.
4. News article from *Microwaves & RF*, (November 1984), p. 31.
5. Smith, M. J., and G. Phillips. *Power Klystrons Today*. New York: John Wiley, 1995, Sec. 7.2.3.
6. Staprans, A. "Linear Beam Tubes." In *Radar Technology*, E. Brookner (Ed.). Boston: Artech House, 1977, Chap. 22.
7. Gilmour, A. S., Jr. Ref. 2, Chap. 4.



8. Phillips, R. M., and D. W. Sprehn. "High-Power **Kystrons** for the Next Linear Collider." *Proc. IEEE* 87 (May 1999), pp. 738–751.
9. Staprans, A., E. W. McCune, and J. A. Ruetz. "High-Power Linear-Beam Tubes." *Proc. IEEE* 61 (March 1973), pp. 299–330.
10. Dodds, W. J., T. Moreno, and W. J. McBride, Jr. "Methods for Increasing the Bandwidth of High Power Microwave Amplifiers." *IRE WESCON Conv. Rec.* 1, pt. 3 (1957), pp. 101–110.
11. Gilmour, A. S., Jr. *Principles of Traveling Wave Tubes*. Boston: Artech House, 1994, Sec. 18.4.
12. Symons, R. S. "Tubes: Still Vital After All These Years." *IEEE Spectrum* 35 (April 1998), pp. 52–63.
13. Gilmour, A. S., Jr. Ref. 11, Chap. 13.
14. Gilmour, A. S., Jr. Ref. 2, Chap. 11.
15. Luebke, W. and G. Caryotakis. "Development of a One Megawatt CW Klystron." *Microwave J.* 9, no. 8 (August 1966), pp. 43–47.
16. Symons, R. S., and J. R. M. Vaughan. "The Linear Theory of the Clustered-Cavity™ Klystron." *IEEE Trans. PS-22* (October 1994), pp. 713–718.
17. Borkowski, M. T. "Solid-State Transmitters." *Radar Handbook*, 2nd ed., M. Skolnik (Ed.). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 5.
18. Lee, K., C. Corson, and G. Mols. "A 250 kW Solid State AN/SPS-40 Radar Transmitter." *Microwave J.* 26 (July 1983), pp. 93–105.
19. Dyck, J. D., and H. R. Ward. "RAMP's New Primary Surveillance Radar." *Microwave J.* 27 (December 1984), pp. 105–113.
20. Merrill, P. R. "A 20 kW Solid-State L-Band Transmitter for the RAMP PSR Radar." *Microwave J.* 31 (March 1988), pp. 165–173.
21. Chilton, R. H. "MMIC T/R Modules and Applications." *Microwave J.* 30 (September 1987), pp. 131–146.
22. Hoft, D. J. "Solid State Transmit/Receive Module for the Pave Paws Phased Array Radar." *Microwave J.* 21 (October 1978), pp. 33–35.
23. Olson, F. A. "Microwave Solid-State Power Amplifier Performance: Present and Future." *Microwave J.* 38 (February 1995), pp. 24–46.
24. Trew, R. J., J-B Yan, and P. M. Mock. "The Potential of Diamond and SiC Electronic Devices for Microwave and Millimeter-Wave Power Applications." *Proc. IEEE* 79 (May 1991), pp. 598–620.
25. Butler, N. "The Microwave Tube Reliability Problem." *Microwave J.* 16 (March 1973), pp. 41–42.
26. Advertisement of the Electron Device Group, Varian Beverly Division, Beverly, MA. (Varian is now known as CPI, Inc.)
27. Weil, T. A. Ref. 1, Sec. 4.2.
28. Gilmour, A. S., Jr. Ref. 2, Sec. 13.3.
29. Weil, T. A. "Comparison of CFA's for Pulsed-Radar Transmitters." *Microwave J.* 16 (June 1973), pp. 51–54, 72.
30. Kaisel, S. F. "Microwave Tube Technology Review." *Microwave J.* 20 (July 1977), pp. 23–42.

31. Anonymous. "Cathode-Driven Crossed-Field Amplifier." *Microwave J.* 31 (February 1988), pp. 208–209.
32. Sivan, L. *Microwave Tube Transmitters*. London: Chapman & Hall, 1994, Sec. 7.4.
33. Abrams, R. H., Jr. "The Microwave Power Module: A 'Supercomponent' for Radar Transmitters." *Record of the 1994 IEEE National Radar Conf.*, Atlanta, GA, pp. 1–6, IEEE No. 94CH3359–7.
34. Smith, C. R., C. M. Armstrong, and J. Duthie. "The Microwave Power Module: A Versatile RF Building Block for High-Power Transmitters." *Proc. IEEE* 87 (May 1999), pp. 717–737.
35. Yingst, T. E., et al. "High-Power Gridded Tubes—1972." *Proc. IEEE* 61 (March 1973), pp. 357–381.
36. Reed, J. E. "The AN/FPS-85 Radar System." *Proc. IEEE* 57 (March 1969), pp. 324–335.
37. Haeff, A. V. "An Ultra-High-Frequency Power Amplifier of Novel Design." *Electronics* 10 (February 1939), pp. 30–32.
38. Preist, D. H., and M. B. Shrader. "The Klystron—An Unusual Transmitting Tube with Potential for UHF-TV." *Proc. IEEE* 70 (November 1982), pp. 1318–1325.
39. Symons, R. S. "The Constant Efficiency Amplifier." *NAB Broadcast Engr. Conf. Proc.* (1997), pp. 523–530.
40. Symons, R. S., et al. "The Constant Efficiency Amplifier—A Progress Report." *NAB Broadcast Engr. Conf. Proc.*, 1998.
41. Granatstein, V. L., and I. Alexoff. *High-Power Microwave Sources*. Boston: Artech House, 1987.
42. Gilmour, A. S., Jr. Ref. 2, Chap. 14.
43. Felch, K. L., et al. "Characteristics and Applications of Fast-Wave Gyrodevices." *Proc. IEEE* 87 (May 1999), pp. 752–781.
44. Manheimer, W. M. "On the Possibility of High Power Gyrotrons for Super Range Resolution Radar and Atmospheric Sensing." *Int. J. Electronics* 72, nos. 5 and 6 (1992), pp. 1165–1189.
45. Blank, M., B. G. Danly, and B. Levush. "Circuit Design of a Wideband W-Band Gyroklystron Amplifier for Radar Applications." *IEEE Trans.* PS-26 (June 1998), pp. 426–432.
46. Gelvich, E. A., et al. "The New Generation of High-Power Multiple-Beam Klystrons." *IEEE Trans.* MTT-41 (January 1993), pp. 15–19. See also the ISTOK Web Site at [www.istok.com](http://www.istok.com).
47. Weil, T. A. Ref. 1, Sec. 4.8.
48. Ewell, G. W. *Radar Transmitters*. New York: McGraw-Hill, 1981.
49. Weil, T. A. Ref. 1, Secs. 4.6 and 4.7.

## 习题

10.1 定义发射机效率的一种方法是用射频输出功率  $P_{\text{out}}$  除以输入的初级电源功率  $P_{\text{in}}$ 。

(a) 对固定输出功率而言,把耗散的功率  $P_{\text{dis}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}}$  绘制成发射机效率  $\epsilon$  的函数。〔使纵坐

标为比率(耗散的功率)/(输出功率)。](b)如果输出功率需要 30kW,用效率为 15%的发射机,耗散的功率是多少?(c)如果发射机效率可以提高到 50%,待耗散的功率是多少?(d)低效率时会出现什么缺点?

10.2 (a)在有 300 个组件的固态发射机(固态“瓶”)中,如果有 20 个组件坏了,输出功率降低多少?(b)这使得雷达作用距离减少几分之几?

10.3 (a)如果在有源口径的相控阵雷达中有 10%的组件坏了,发射机功率将降低多少?(b)最大辐射功率密度降低多少?(c)雷达作用距离降低多少?

10.4 对空中交通管制雷达应用而言,将固态发射机,速调管发射机和磁控管发射机的优缺点进行比较。

10.5 (a)如果想要雷达发射机的带宽为 10%,雷达系统设计可选用的方案是什么,哪种射频功率源是最想要的?(可以作一些有关应用的假设。)(b)如果想要雷达发射机带宽为 40%,可用哪几种方案而且从这些方案中你可能选择哪一种?(包括你选择的理由。)(c)你可能对(b)作的选择有没有不想要的后果?

10.6 雷达应用的 94GHz(毫米波)回旋速调管(放大器)的优缺点是什么?

10.7 管子设计师怎样用速调管类型的功率管来实现大的带宽?

10.8 系统工程师什么时候选择行波管而不是速调管用于高功率雷达?

10.9 为了高功率 UHF 雷达发射机应用,比较固态,栅控真空管,高效率放大器和速调管的优缺点。

10.10 什么时候可能想要在雷达应用中使用磁控管?

10.11 在雷达系统工程师在正交场放大器,行波管和行波速调中为某个雷达应用作选择时可能涉及哪些因素?

10.12 如果研究和开发的精英能圆雷达系统工程师的愿的话,雷达系统工程师可能想对雷达发射机做什么改进?

## 第 11 章 雷达接收机

### 11.1 引言

早期雷达系统接收机的功能是,提取在天线输出端口出现的微弱回波信号,并且把它放大到可以显示的电平,使雷达操作员成功地判断是否是目标回波信号。现代雷达接收机仍需提取微弱回波信号并且把它放大,此外还有更多的功能。它运用匹配滤波器(见 5.2 节)把峰值信号对平均噪声功率的比值最大化,除去不想要的信号,这些信号的波形与雷达发射信号不同。当杂波达到足以掩盖所要的目标回波时,接收机还必须要有办法通过辨别运动目标的多普勒频移,把动目标从固定杂波中分离出来(见第 3 章)。

现代雷达操作员很少仅仅通过观察显示器上未经处理的接收机输出,判断一个目标是否存在,检测判断已经更换为基于门限检测的自动方式(见 5.5 节)。有关目标在距离和角度上的位置信息也可自动提取,而不是操作员的手工操作。在运转的空中监视雷达中,已经不再由操作员采用油性笔在显示器上标出目标扫描间的位置,计算目标的速度和估计目标的方向。目标被自动地截获和跟踪(见 4.9 节),只有处理过的轨迹才显示给操作员或送给某些自动装置(如一个空中交通管制系统或武器控制计算机),以作进一步利用。当雷达不能去除所有的杂波回波时,采用恒虚警率(CFAR)电路,防止跟踪计算机在用杂波回波建立轨迹时过载。接收机还是抑制外部干扰及敌方电子干扰的地方,这些干扰妨碍目标的检测。

除了检测和放大信号外,雷达接收机还完成其他许多功能,这些功能或直接是接收机的一部分,或与接收机有关。这些功能包括信号处理,信息提取,数据处理,电磁兼容性及电子反干扰。(现代接收机可被认为是接收机/处理机。)有时显示器也被看作接收机的一部分。在本书及其他雷达著作中,这些其他功能常和对接收机的讨论分开。感兴趣的读者可以从《雷达手册》<sup>[1]</sup>中了解 John W. Taylor 对雷达接收机的更彻底的论述。

雷达接收机差不多总是超外差接收机,在方框图 1.4 中有表示,简要描述见 1.3 节。超外差接收机的关键特征是,它把射频(RF)输入信号转换成中频(IF),在中频上要<sup>•</sup>比在 RF 上更容易得到所需的滤波器形状、带宽、增益和稳定性。超外差接收机的优点之一,是它的频率能够很容易地通过改变本地振荡器(LO)的频率而改变。雷达超外差接收机的第一级(或称前端)可以是一个 RF 低噪声放大器(LNA),如一个晶体管低噪声放大器。

在低噪声晶体管实用之前,如果混频器前面没有 RF 放大器,则接收机的前端就是混频器。在某些应用里,可能仍希望用混频器替代低噪声放大器作为前端。混频器作接收机的第一级,其动态范围要比用低噪声放大器作第一级的大。当消除杂波回波需要大的 MTI 改善因子时,这一点可能会很重要。用混频器作前端可以得到额外的动态范围,有效减少大信号或干扰使接收机饱和的可能性。混频器的较大的接收机噪声系数,可用较大的发射机功率和/或较大的天线来补偿。当军用雷达面对敌方噪声干扰时,较大的发射机功率和较大的天线都是有

益的。尽管混频器前端比起低噪声晶体管放大器前端会有一些优点,但用低噪声放大器作第一级的超外差接收机仍是雷达购买者的首选。

高性能空中监视雷达有时使用不止一种接收机,它们共用前端、混频器和中频级。一个接收机可以是线性放大器和包络检波器,在没有杂波竞争的干净情况下检测目标。第二个接收机可像 MTI 雷达那样用多普勒处理来消除杂波。它通过使用 I 和 Q 通道,以及数字信号处理对动目标进行滤波。第三个接收机可以是对数-快时间常数特性(log-FTC,见 7.8 节)或类似特性的接收机,用来协助检测在远处地面杂波范围之外的处于活动气象杂波里的目标。

第 2 章中说过,如果雷达设计师希望增加雷达的检测距离,可用的主要因素是发射机的平均功率和天线的面积。经典的雷达方程也指出,通过减少接收机噪声系数可以增加距离,但实际上,雷达接收机的噪声系数已经相当低,任何进一步的减少只会产生不大的效果,有时是有害的效果。如果它明显地增加接收机成本,降低动态范围,使设备烧毁的危险大大增加,降低可靠性,那么进一步降低噪声系数可能就不合理。很灵敏的接收机也允许更多的干扰进入,有时干扰增加的代价促使提高灵敏度,但还是有限度的。

雷达接收机必须具有足够的增益来提高微弱回波信号的电平,使它大到足够被处理或显示。在超外差接收机里,总增益被分配给中频和视频放大两部分。接收机应有足够的动态范围(接收机是线性的范围),这样,大的杂波回波不会引起接收机饱和,也不会降低 MTI 改善因子。接收机不能引进不需要的相位或幅度变化,因为它们会使回波信号畸变。接收机必须受到保护,以免过载、饱和且受强的有害信号伤害(烧毁)。为了正确地提取目标信息,获取回波信号多普勒频移,需要定时信号和基准信号。

早期雷达接收机只能采用真空管技术,其局限性是体积相对较大。由于现代技术的使用,雷达接收机的大小不再是个问题。目前的趋势是尽可能采用数字技术,而把模拟器件限制在 RF 或 IF 使用。

对雷达接收机有许多要求,但接收机设计师对此挑战做了很好的回应。接收机技术有了很大的发展。雷达接收机的设计和实现并不总是容易的任务,但接收机的设计师们,常常能够给雷达系统设计师提供达到实现希望目标的方法。

## 11.2 接收机噪声系数<sup>[2,3]</sup>

### 定义

2.3 节描述过的接收机噪声系数把它作为实际接收机产生的噪声,对一个理想接收机噪声相比较的量度。一个线性网络的噪声系数可由下式中的任一个来确定

$$F_n = \frac{N_{out}}{kT_0 B_n G} \quad \text{或} \quad \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} \quad (11.1)$$

式中,  $N_{out}$  是有效输出噪声功率;  $kT_0 B_n = N_{in}$  是有效输入噪声功率;  $k$  为玻耳兹曼常数  $= 1.38 \times 10^{-23}$  焦耳/度;  $T_0$  为 290K 标准温度(近似室温);  $B_n$  为噪声带宽,由式(2.3)定义;  $G = S_{out}/S_{in}$  为有效增益;  $S_{out}$  为有效输出信号功率;而  $S_{in}$  为有效输入信号功率。“有效功率”是指匹配负载吸收的功率。(术语“有效”这个词在以下讨论中将被省略不再提及。)乘积  $kT_0 = 4 \times 10^{-21}$  W/Hz。在噪声系数定义中使用标准温度  $T_0$  的原因主要涉及测量数据整理,即在不同温度条件下的测量值需要一个共同的对照基础。

式(11.1)准许两种不同的但却是等效的噪声系数解释。右手项  $\frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}}$  可理解为当信号通过网络后信噪比变坏的程度,左手项  $\frac{N_{out}}{kT_0B_nG}$  可解释为实际网络输出的噪声功率与理想网络输出的噪声功率之比。理想网络只放大输入的热噪声,而不引入与自身有关的附加噪声。噪声系数方程式(11.1)可扩展为

$$F_n = \frac{kT_0B_nG + \Delta N}{kT_0B_nG} = 1 + \frac{\Delta N}{kT_0B_nG} \quad (11.2)$$

式中,  $\Delta N$  是由非理想的实际网络引进的附加噪声。

噪声系数通常用分贝来表示,即  $10\log F_n$ 。噪声系数(noise figure)偶尔也用噪声因数(noise factor)这个词来代替。噪声系数定义中假定网络的输入和输出是匹配的,但在某些装置里失配条件下比匹配更能获得少的噪声。不管如何定义,只要达到最大输出信噪比的网络就应被使用。

### 级联网络的噪声系数

考虑两个网络级联,每个网络有相同的噪声带宽  $B_n$ ,但噪声系数和增益不同(图 11.1)。设  $F_1, G_1$  分别是第 1 个网络的噪声系数和增益,  $F_2, G_2$  是第 2 个网络的类似响应参数。问题是如何得到两个级联网络总的噪声系数  $F_0$ 。从噪声系数定义给出的式(11.1)和式(11.2),两个级联网络的输出噪声  $N_{out}$  为

$$\begin{aligned} N_{out} &= \text{从网络 1 到网络 2 的输出噪声} + \text{由网络 2 引进的噪声 } \Delta N_2 \\ &= F_0 kT_0 B_n G_1 G_2 = F_1 kT_0 B_n G_1 G_2 + \Delta N_2 = F_1 kT_0 B_n G_1 G_2 + (F_2 - 1)kT_0 B_n G_2 \end{aligned}$$

这导致

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (11.3)$$

一个低噪声接收机的第一级具有低的噪声系数还不够,第二级也应该具有低的噪声系数,否则第一级的增益要大。无论如何,太大的第一级增益是不一定想要的,因为接收机动态范围将随低噪声放大器的增益  $G_1$  而减少。如果第一个网络不是一个放大器,而是一个二极管混频器,则增益  $G_1$  应被解释为小于 1 的数值(损耗)。



图 11.1 噪声系数和增益不同,噪声带宽相同的两个网络级联

$N$  个级联网络的噪声系数可表示为

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{N-1}} \quad (11.4)$$

当个别网络的噪声带宽和/或噪声温度不同时,也可以得到类似的表达式<sup>[4]</sup>。

### 由传输线损耗引起的噪声系数

在接收机前端之前的射频部分的任何损耗,将导致总的视在噪声系数增大。由天线和接收机之间的传输线、收发开关、接收机保护器、旋转铰链、预选滤波器、在射频加上的 STC、监视装置,以及天线罩引起的损耗,就是这样一些损耗。这些射频损耗引起的噪声系数等于射频损耗  $L_{RF}$ ,这能从式(11.1)的第二部分得到。(因为可以把  $L_{RF}$  看成信号从天线到接

收机传输时的信噪比损失。)它也能从方程式(11.1)的第一部分得到,因为一个有损耗的传输线的噪声输出为  $kT_0B_n$ , 它的增益  $G=1/L_{RF}$ 。

如果传输线及其相关器件的损耗,在接收机噪声系数里是结合在一起考虑的,它就不应作为系统损耗的一部分。但大多数雷达的分析把这些损耗作为系统损耗处理,而不是作为接收机噪声系数的一部分。有些射频器件很可能与低噪声接收机紧密结合,这包括提供隔离的环流器、接收机保护器、波导/同轴变换,以及接收机性能监测(可能产生损耗)等。当接收机的噪声系数被出版物所报道,或在产品目录中给出时,可能并不总是明确指出其具体包含的内容。它可能是把与接收机不相关的损耗合在一起的接收机噪声系数,或者它可能包含上面提到过的与接收机紧密结合的射频器件的损耗。对一个混频器作前端的接收机,噪声系数有时只报出单独混频器的而不用整个接收机的。看来,接收机的噪声系数并没有标准的表示方法。

### 噪声温度

由一个网络引进的噪声也可以用有效噪声温度来表达,  $T_e$  被定义为网络输入端的(假设的)温度,它考虑输出端多出来的一个附加噪声  $\Delta N$ 。由此  $\Delta N=kT_eB_nG$ , 可从式(11.2)得到

$$F_n = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (11.5)$$

$$T_e = (F_n - 1)T_0 \quad (11.6)$$

系统噪声温度  $T_s$  定义为包含天线温度  $T_a$  的影响和接收机有效噪声温度。如果接收机有效噪声温度是  $T_e$ , 则

$$T_s = T_a + T_e = (F_s - 1)T_0 \quad (11.7)$$

这里  $F_s$  是系统噪声系数。当方程包含天线温度  $T_a$  的影响和接收机有效噪声温度  $T_e$  时,该方程也定义系统噪声系数。

含有一定数量级联网络的接收机噪声温度为

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1G_2} + \dots \quad (11.8)$$

式中,  $T_i$  和  $G_i$  是第  $i$  个网络的有效噪声温度和增益。

有效噪声温度和噪声系数都描述网络同样的特性。有效噪声温度通常被用来描述甚低噪声接收机的噪声性能,甚至会比雷达所需要的更低。有效噪声温度也是某些雷达工程师和许多接收机设计师的首选,用于分析时它比噪声系数更有用。可是,噪声系数似乎更广泛被用来描述雷达接收机的性能,这就是本文使用它的目的。

## 11.3 超外差接收机

本节对超外差接收机的讨论不包含接收机的所有方面,仅涉及影响雷达系统设计的部分。其中包括低噪声 RF 放大器、混频器、接收机动态范围、中频  $1/f$  噪声、振荡器噪声,以及检波器。

### 低噪声前端

雷达使用的超外差接收机的第一级可以是一个晶体管放大器。在较低雷达频率曾采用硅双极晶体管,较高雷达频率则用过砷化镓场效应晶体管(FET)。也可使用另外一些类型的晶体管,这随所要求的噪声系数与晶体管耐烧毁能力二者的折中而定。一个 X 波段晶体管能提



供大约 1dB 的噪声系数,并且能耐 0.2W 的泄漏峰值功率<sup>[5]</sup>。在晶体管前面加一个二极管限幅器,则烧毁前的峰值功率可增大到 50W。二极管限幅器在 X 波段大约增加 0.5dB 噪声系数,而在 C 波段大约增加 0.2dB。频率越低,晶体管的噪声系数也越低,在 C 波段噪声系数为 0.6dB 左右。这些值对雷达来说足够用了。(早期微波雷达的噪声系数为 12~15dB,20 世纪 60 年代雷达的噪声系数为 7~8dB。)在大多数雷达应用中,雷达系统工程师没必要追求极低的噪声系数,尤其是考虑到接收机和天线之间传输线会造成不可避免的损耗时。如果关心改善雷达系统性能,则问题是如何设法减少发生在雷达别的部分的系统损耗,这要比试图进一步减少低噪声放大器(LNA)的噪声系数会更有效。LNA 的噪声系数通常已经足够好了。

低噪声晶体管放大器出现前,参量放大器和脉塞都可用作接收机低噪声前端。虽然它们的噪声系数低(比稍后出现的这些低噪声晶体管更低),但很少被用于工作的雷达。因为它们价格昂贵、尺寸大,并且常常不具有足够的动态范围。在低噪声晶体管放大器发展成熟前,除在 UHF 或更低频率外,雷达接收机很少使用 RF 放大级,混频器就是接收机的前端。已经说过,如果没有低噪声放大器而把混频器作为前端,对某些雷达应用来说尽管会有较高的接收机噪声系数,但这仍是一个不错的选择。

获得低的接收机噪声不再是个(曾经是)问题,而获得大的动态范围和低的振荡器噪声,是高性能雷达接收机设计师通常更关注的。

#### 混频器<sup>[6]</sup>

不管是不是被用作前端,混频器都是超外差接收机的关键器件,因为它是将输入的 RF 信号转换为 IF(中频信号)的手段。如果从 RF 到中频的下变频是一次完成的,就称为一次变频。有时下变频通过两个混频器和中频放大器分两次完成,这时称为二次变频。二次变频的超外差接收机可以用来消除某种形式的干扰和欺骗性的电子干扰。混频器应具有低的变频损耗、小的由自身引入的附加噪声、最小的寄生响应,尤其当混频器作为前端而其前面没有低噪声放大器时,不易被烧毁。本地振荡器是混频器的整体部分。

**作为前端用的混频器噪声系数** 一个混频器的噪声系数由其变频损耗和噪声温度比确定。混频器的变频损耗定义为

$$L_c = \frac{\text{有效射频功率}}{\text{有效中频功率}} \quad (11.9)$$

它是混频器把 RF 信号功率转换为 IF 信号功率的效率的度量。在一个常规的单端混频器构造里,典型微波二极管的变频损耗大约是 5~6.5dB。镜像回收混频器中的肖特基二极管,其最小变频损耗分别是:在窄频带为 3.5dB,在 S 波段 10%带宽为 4dB<sup>[7]</sup>。混频器的噪声温度比(不要与有效噪声温度混淆)定义为

$$t_r = \frac{\text{实际输出的有效中频噪声功率}}{\text{等效电阻产生的有效噪声功率}} \quad (11.10)$$

或

$$t_r = \frac{F_m k T_0 B G_c}{k T_0 B} = F_m G_c = \frac{F_m}{L_c}$$

这里  $F_m$  是混频器噪声系数,而  $L_c = 1/G_c$  是混频器变频损耗。混频器的噪声温度比随着 IF 频率成反比变化,IF 频率从 100 千赫一直到零点几赫。在 30 兆赫频率上,噪声温度比是 1.2~2.0。通常变频损耗越小,噪声温度比就越大。

基于式(11.10)的混频器噪声系数是  $F_m = L_c t_r$ 。但是它不是以混频器为前端的接收机灵敏度的完整度量。总的噪声系数不仅取决于混频器级,也取决于 IF 放大器的噪声系数。后者

变成总噪声系数中一个重要的因数,因为混频器具有损耗而不是增益。采用式(11.3),第一个网络(混频器)的噪声系数是  $F_1 = L_c t_r$ , 它的增益是  $G_1 = 1/L_c$ 。第二个网络(中频放大器)的噪声系数是  $F_2 = F_{IF}$ , 则带有一个混频器前端的接收机噪声系数为

$$F_R = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = L_c t_r + (F_{IF} - 1)L_c = L_c(t_r + F_{IF} - 1) \quad (11.11)$$

(这里没有包含 RF 传输线的任何损耗。)如果假设混频器的变频损耗为 5.5dB, IF 噪声系数为 0.5dB, 而噪声温度比为 1.2, 则接收机噪声系数为 6.7dB。对于低噪声温度二极管, 接收机噪声系数近似等于变频损耗与 IF 噪声系数的乘积。

某些制造商在他们的目录中列出的混频器噪声系数,就是用式(11.11)确定的。其他的制造商则用表达式  $L_c t_r$ , 这比式(11.11)给出的要低。当人们使用广告或文献里提供的混频器噪声系数时,一定要知道它是如何被确定的。

**混频器类型**<sup>[8,9]</sup> 理想混频器的输出是与 RF 回波信号和本振信号的乘积成比例的。混频器提供两个输出频率,它们分别等于两个输入频率的和及差,即  $f_{RF} \pm f_{LO}$  (假设  $f_{RF} > f_{LO}$ )。差频  $f_{RF} - f_{LO}$  就是所要求的 IF 频率,和频  $f_{RF} + f_{LO}$  被滤波器抑制。当一个信号出现在 RF 时,会在 IF 出现两个差频信号,一个是  $f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$ , 假设输入的 RF 信号频率比 LO 频率高。另一个可能的信号差频发生在 RF 信号频率比 LO 频率低时,即  $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$ 。如果其中一个差频是所要求的信号频率,那么另一个就是镜像频率。在镜像频率上出现的信号和接收机噪声,需要使用 RF 滤波器或镜像抑制混频器来抑制。镜像抑制混频器稍后会提到。

一种相对简单的混频器是单端混频器,它使用一个二极管,如图 11.2(a)所示。二极管接在传输线上, LO 经由一个定向耦合器接入。跟在二极管后面的一个低通滤波器(未画出),在抑制 RF 和 LO 信号的同时,能让 IF 通过。在单端混频器中,镜像频率被短路或开路,以避免来自镜像频率的噪声影响混频器输出。

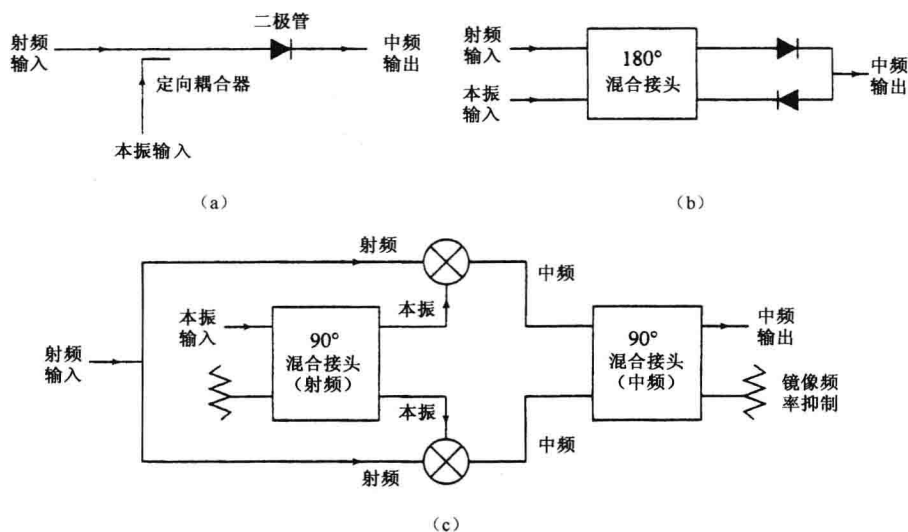


图 11.2 混频器类型

(a)单端混频器,(b)平衡混频器,(c)镜像抑制混频器

混频器的二极管是一个非线性器件,理论上它能在其他频率上产生称为寄生响应的互调产物。寄生响应对于满足以下方程的任意 RF 信号都能发生<sup>[10]</sup>

$$mf_{\text{RF}} + nf_{\text{LO}} = f_{\text{IF}} \quad (11.12)$$

式中,  $m$  和  $n$  是整数, 如  $m, n = -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ 。

这些寄生响应是不想要的, 因为它们出现在雷达接收机带宽内。寄生响应是基于混频器的作用而产生的 IF 输出, 不要和寄生信号混淆起来。寄生信号产生于 LO 或接收机电源, 甚至在无 RF 信号时也能发生。泰勒<sup>[7]</sup>描述的所谓混频器计算图, 让人们确定无强寄生分量的 RF 和 LO 频率组合。该图说明作为 RF 与 LO 频率比值函数的混频器的可用带宽。泰勒指出寄生响应的性质是: 单次变频接收机比双变频接收机一般能更好地抑制寄生响应。三阶互调产物通常影响接收机的动态范围, 这会在稍后的动态范围讨论时再提到。当两个或更多的 RF 信号出现在混频器输入端时, 混频器还会产生其他寄生的或互调的响应, 并且落在中频带宽里。

在单端混频器里, 因为混频器的非线性作用, 伴随本地振荡器(LO)信号的噪声会出现在中频。通过在 LO 和混频器之间插入一个窄带 RF 滤波器, 可以消除该噪声。如果本振频率是可调的, 那么这个滤波器也应该是可调的。消除 LO 噪声而又没有这些缺点的一种方法是用平衡混频器。平衡混频器也能消除大部分混频器的互调产物。

平衡混频器框图如图 11.2(b)所示, 平衡混频器可以看作输出相位差  $180^\circ$  的两个单端混频器的并联。图左面是一个四端口接头, 如魔 T、混合接头、3dB 耦合器或等效物。(  $90^\circ$  或  $180^\circ$  混合接头都可用, 这里用  $180^\circ$  的。) 图 11.2(b) 中 LO 被加到一个端口, 而 RF 被加到另一个端口。加到这两个端口的信号之和出现在第三端口, 而信号之差出现在第四端口。二极管混频器是在另外两个端口各自的输出端。混合接头具有的性质是: 出现在某个二极管混频器端口的是 RF 和 LO 信号之和, 而出现在另一个二极管混频器端口的是 RF 和 LO 信号之差。两个混频器的特性应完全相同, 并且匹配良好。通过把两个二极管混频器的输出相减就能得到 IF 信号。在图 11.2(b) 中, 平衡的二极管是相反连接的, 因而两个通道的 IF 输出才能相加, 以获得所要求的通道间的差。在两个二极管上同相的本地振荡器调幅(AM)噪声, 将在输出端被抵消。这种混频器构造也能抑制 RF 和 LO 二者的偶次谐波。

双平衡混频器(图中未画出)利用四个呈环形或桥形连接的二极管网络, 减少 LO 反射, 以及在 RF 和 LO 端口的噪声, 达到 RF 和 LO 端口间更好的隔离, 抑制寄生响应和某些互调产物。对 RF 和 LO 信号二者的偶次谐波, 提供良好的抑制, 并允许宽的带宽<sup>[11]</sup>。

在镜像抑制混频器中[图 11.2(c)], RF 信号被分开并且馈送给两个混频器。LO 送到  $90^\circ$  混合接头的一个端口, 在到两个混频器 LO 输入之间产生  $90^\circ$  相位差。右边是一个 IF 混合接头, 它给出另一个  $90^\circ$  相位差, 于是信号频率和镜像频率被分开。含有镜像信号的端口可以用一个匹配负载端接。按照 Maas<sup>[12]</sup> 所说, 为了减少镜像频率信号 20dB, 要求镜像抑制混频器的相位误差小于  $10^\circ$ , 增益不平衡小于 1dB。Dixon<sup>[13]</sup> 指出, 镜像抑制混频器仅能提供大约 30dB 的镜像抑制, 这对有的应用来说可能不够。镜像抑制混频器具有宽频带能力, 并且只受微波电路结构的频率敏感性限制。因为它的大动态范围, 好的电压驻波比(VSWR), 低的互调产物及低的烧毁敏感性, 所以是有吸引力的。与平衡混频器一样, 由于与混合接头相连的损耗, 镜像抑制混频器的噪声系数比单端混频器高。

镜像回收混频器是一种镜像抑制混频器, 它通过适当对一个二极管一个端接在镜像频率上呈现的电抗, 减少混频器的变频损耗。有时, 噪声温度的增高, IF 的失配和较高的互调产物, 会抵消较低的变频损耗。采用镜像增强大约改善 1~2dB, 因此混频器需要低损耗以免抵

消得益<sup>[14]</sup>。

### 动态范围

对于雷达接收机动态范围似乎还没有惟一的定义。它通常被描述为:没有性能降低时接收机能够处理的最大输入信号功率与最小输入信号功率的比值。然而,“性能降低”不容易被定义,因为它取决于应用。最小信号有时被取为接收机的均方根(rms)噪声电平,该电平取决于接收机带宽。最小可检信号  $S_{\min}$  可以选为动态范围定义中的最小输入信号,但它也取决于带宽,显然不常用于上述目的。

最大信号可以是引起接收机饱和(输入增大而输出不再增大)的信号。然而,饱和是随着信号功率的增大而渐变的,这样会导致饱和的信号电平不准确。最大信号更常用的定义是引起允许的增益压缩量的信号大小,后者是指增益曲线(输出对输入)偏移直线的量。引起 1dB 增益压缩的信号通常被定义为最大信号。另一个关于最大信号功率的判断准则,建立在互调失真起始的基础上。互调失真通常随着大信号在接收机靠后的级里发生。混频器产生一种独特形式的互调产物,称为寄生响应。当 LO 信号频率的谐波与 RF 信号频率的谐波混频,造成在中频带宽里出现不同的频率时,寄生响应就发生了。当两个在接收机通带范围内的等幅信号,以不同的频率  $f_1$  和  $f_2$  输入接收机,产生  $2f_1 - f_2$  和  $2f_2 - f_1$  的输出频率时,则发生三阶互调。当两个信号出现在通带内时,产生能被允许的三阶互调的信号功率就是最大信号功率。两个频率彼此靠近时,三阶互调产物难以通过滤波器来消除。另一种最大信号的可能指征,是当回波信号在混频器里接近本地振荡器功率电平时。(本地振荡器功率至少应比最大的接收信号大 7dB<sup>[15]</sup>。)无论用哪种定义,动态范围总是用 dB 来表示。

如果想要避免接收机饱和,大的动态范围是重要的。接收机一旦饱和,它可能在再次检测到目标之前,要一定时间来恢复。此外,当杂波大到足以使接收机饱和时,MTI 改善因子将会减少(见 3.7 节)。由杂波回波引起的接收机饱和,造成弱的目标回波被抑制,并且即使有足够的改善因子也检测不到。在高性能雷达里,必须通过多普勒处理在大杂波回波中检测小的运动目标,接收机动态范围至少等于要求的改善因子。

作为可能由雷达接收机感受的目标回波功率变化的一个例子,假设一部空中监视雷达检测飞机的距离从 4 海里到 200 海里。这相当于信号功率变化为  $(200/4)^{[4]}$ ,即 68dB。飞机的平均横截面积可以从  $2\text{m}^2$  到  $100\text{m}^2$  (变化 17dB),而横截面积的波动范围可能超过 30dB。加上所有三种因素,总的目标回波信号的变化值或多或少可达 115dB 左右。这可能是极端的数值,不过对于需要检测小横截面积目标的雷达,会要求更大的动态范围。

杂波回波可能在 60~70dB 范围变化,甚至更高。采用 STC(灵敏度时间控制),使接收机增益随时间而变化(见 7.8 节),能够降低目标回波信号和杂波回波信号的变化。不过不是所有雷达都能使用 STC 的,比如脉冲多普勒雷达就不能。

混频器级常常是动态范围的限制因素。使用多普勒滤波器组的雷达接收机具有更高的动态范围,因为每个滤波器的带宽较窄。如果时间旁瓣见到的杂波不是很大,则脉冲压缩也能增加与脉冲压缩相比称的动态范围。接收机(IF 级)带宽越宽,动态范围将越小,因为很有可能的是:在频带内的混频器互调产物(寄生响应)限制了能被接收的最大信号。前面提到的宽的带宽也增加了噪声电平而减少了动态范围。

在某些雷达应用中,可通过在接收机中插入能够阻止接收机过载所需的可变衰减的方式,获得大的动态范围。这仅限于估计输入信号不会快速变化的情况。

### 闪烁噪声,或 $1/f$ 噪声

半导体中存在一种噪声机理,它的频谱密度与频率成反比。它称为闪烁噪声,或  $1/f$  噪声<sup>[16]</sup>,在较低频率中有其重要性。它与热噪声或霰弹噪声完全不同,后两者与频率无关。闪烁噪声发生在半导体器件中,如二极管或晶体管,以及敷氧化物阴极的真空管。闪烁噪声的频率关系更像  $1/f^\alpha$ ,这里  $\alpha$  在 0.8 至 1.3 之间变化,不过更常见的是将其定为  $\alpha \approx 1$ <sup>[17]</sup>。这种关系对很低的频率成立,比雷达实际应用中的频率可能还要低。

对于 IF 频率大于几百千赫的雷达接收机来说, $1/f$  噪声并不重要。这对大多数雷达 IF 频率来说都是如此。在使用零差接收机(或叫作零中频超外差接收机)的雷达中,它可能是限制灵敏度的一个因素。零差接收机因其简单性有时用在 CW 雷达中。因  $1/f$  噪声在低频导致的灵敏度降低,能够被很短距离的系统所容许,但当需求最大性能时, $1/f$  噪声的影响可以通过使用具有 IF 频率(这里  $1/f$  噪声频率较低)的超外差接收机来避免。

### 振荡器稳定性

在不进行多普勒处理的常规脉冲雷达中,本地振荡器(LO)的稳定性尽管不可忽略但也不是大问题。不过,当用多普勒处理来检测杂波中的动目标时,比如在 MTI 雷达中,为了可靠地检测多普勒频移,LO 必须相当稳定。这就是为什么 MTI 雷达中的 LO 被叫作 stalo(稳定本地振荡器)的原因。磁控管振荡器发射机能够达到的 MTI 改善因子被局限在中等的值,当使用磁控管时,对振荡器稳定性的要求可轻易满足。然而,功率放大器如速调管、TWT 和晶体管,比磁控管允许大得多的改善因子。这样,这些雷达中对所使用的稳定本机振荡器的稳定性可以设置更高的要求。一些高脉冲重复频率脉冲多普勒雷达,必须在很大的杂波中检测小目标,可能遇到比目标回波值高出 100dB 或更多的杂波回波,这就需要高度稳定的 RF 源。

使用功率放大器的 MTI 和脉冲多普勒雷达,用接收机稳定本地振荡器(stalo)与相干振荡器(coho)之和,作为功率放大器的输入信号(这在图 3.7 有关 MTI 雷达中有所说明)。既然 stalo 在比 coho 高得多的频率上,那么稳定本地振荡器通常就确定了可以达到的限度。在性能上,稳定本地振荡器能够比发射机的功率放大器具有更大的影响<sup>[18]</sup>。因此,这里仅仅考虑稳定本地振荡器。

**相位噪声** 稳定本地振荡器中的不稳定性或相位噪声可由以下因素引起:电源波纹,来自于风扇、电动机和制冷系统的机械或声学振动,平台振动(如飞机、舰船),以及寄生响应和稳定本机振荡器自身引起的噪声。相位噪声通常在频域被考虑,但在时域它可以作为振荡器信号偏移一个理想正弦波的角度来考虑。这里还有和振荡器关联的调幅噪声,但调幅噪声比起相位噪声通常较小。若不是这样,可用平衡混频器或其他办法减小。

在 3.7 节中,提到了设备不稳定性对 MTI 性能的影响。在那里证明了脉冲到脉冲的相位变化  $\Delta\varphi$ ,把两脉冲 MTI 改善因子限制到  $I_f = (\Delta\varphi)^{-2}$ 。当 MTI 或脉冲多普勒雷达使用多个脉冲来完成多普勒滤波时,这个简单的关于改善因子的表达式不再适用,必须考虑另一种模型。

读者可以参考图 3.36,它是可能在混频级中使用振荡器频谱的例子。(在关于 3.7 节的图的那一段文字中,有对于多普勒雷达振荡器稳定性的更深入讨论。)除了在直流上由载频引起的窄的尖峰信号(图中没有显示)之外,还有一种随着频率增加而单调减少的噪声频谱,存在通常由电源或振动引起的尖峰信号或毛刺。在较高频率,相位噪声变得平稳,且由一个均匀的噪声底数所表征。图 3.36 的纵坐标是相对于载频的在 1Hz 带宽内的噪声功率。它应乘以接



收机带宽以获得接收机的实际功率。

尽管图 3.36 可能是来自稳定本地振荡器的噪声,但既然稳定本地振荡器是激励功率放大器发射机的信号的主体,因此它也可代表发射机辐射的噪声。这种噪声可能看起来远低于载频信号的峰值,但来自固定杂波回波的频谱是和发射机的频谱一样的。(杂波的内在运动能够进一步增大接收到的回波信号频谱。)就像我们提到的,杂波能够比微弱的运动目标回波大很多。MTI 或脉冲多普勒雷达可能削弱在直流位置上的主杂波谱线,但杂波频谱上常常存在这样一种频率分量,它处于所期望的运动目标回波的频率上。这些频率分量能够掩盖所要求的目标回波。MTI 或脉冲多普勒雷达的良好性能,要求发射机频谱及它产生的杂波回波频谱,低到足以检测感兴趣的缓慢移动的微弱目标。在某些必须在大量杂波中检测低速、小横截面积运动目标的高性能雷达中,会发现振荡器噪声是限制因素,而且这种发现是常见的。因此优秀的振荡器设计对于达到优秀的雷达性能来说相当重要。

相位噪声的影响可以通过测量稳定本地振荡器的相位调制频谱来确定,使用它来获得 MTI 改善因子。这里不给出整个过程。由 Taylor 给出概要<sup>[18]</sup>,且由 Goldman 举例说明更多细节<sup>[19]</sup>。因为稳定本地振荡器既是发射机又是接收机的一部分,则相位噪声对 MTI 性能的影响将和距离有关。比起较远的距离,在近的距离或时延,当频率更接近载频时(较小的目标多普勒频移)更大的稳定本地振荡器噪声都可容忍。因此,稳定本地振荡器的稳定性的影响需要在几种距离上计算。

振荡器相位噪声可能严重限制现代高性能 MTI 或脉冲多普勒雷达的性能。它的影响必须通过比 3.7 节中说明的更为复杂的测量与分析来发现。

#### 稳定振荡器的种类<sup>[20,21]</sup>

几乎所有用作稳定源的振荡器都可以被认为由一个放大器、一个确定频率和相位噪声的谐振电路,以及产生振荡的反馈所组成。放大器通常是一个晶体管。下面简要列出被考虑用作稳定源的各种振荡器。

**晶体振荡器** 自从早年商业无线电设备出现以来,机械振动的压电石英晶体就是用来生产稳定振荡器的重要器件<sup>[22]</sup>。压电材料是指:当一个电压施加到晶体的一条轴上时,能够沿着另一条晶体轴线机械地变形的材料。相反地,当一种机械变形发生的时候,就获得一个电压。压电晶体用作晶体管振荡器反馈电路中的谐振器。它经常被装在一个小型恒温箱内并且与振动隔离。在低频率(10~180MHz)它是一个稳定的源,但它的输出可以倍频,以在微波区域内提供稳定信号。

**倍频器** 通过把一个低频稳定振荡器的信号提供给一个能产生基频谐波的非线性器件(如二极管或变容二极管),信号就可以被倍频至一个更高的频率。用一个滤波器选取所要的谐波。不过,相位噪声功率会以倍频比的平方增加。例如,当一个 10MHz 的稳定源被倍频到 10GHz 时,它的噪声就增加 60dB。此外,还有产生于倍频器自身的附加相位噪声。尽管由于频率倍增而使噪声增加,但倍频仍是一种好方法,可以利用低频源的极好稳定性的优点,在雷达频率上获得稳定振荡器。

**介质谐振腔振荡器(DRO)** 这种类型的振荡器中的谐振电路是一种介质材料,比如蓝宝石晶体、陶瓷制品或钛酸盐<sup>[23]</sup>,它们被做成有规则几何形以作为微波谐振腔。谐振腔的高介质常数使它比金属谐振腔的尺寸要小得多。它属于最稳定的室温振荡器之一。因为它的小尺寸所以有相对较高的 Q 值,并且可能刚性很好,以至于降低它对冲击和振动的灵敏度。当把

介质谐振腔做得更大,以获得更高的  $Q$  值及提高频率稳定性时,可能对于温度的变化和振动更加敏感。作为一种在微波频率的低噪声稳定振荡器,DRO 是一种流行的器件。

**SAW 振荡器** 声表面波(SAW)器件也可以在一个反馈振荡器中用作谐振器。SAW 振荡器可以相当小,且能工作在 100MHz 到 3GHz 范围。Ewell<sup>[20]</sup>声称,当偏离载频的很小频移(例如:1kHz)时,SAW 振荡器的相位噪声可能比一个倍频晶体振荡器的相位噪声差,不过在频移大时(大于 10kHz),它会比后者好。

**YIG 振荡器** 一个钇铁石榴石(YIG)小球被吊在一个有外加磁场的谐振空腔内时,就能够用作振荡器的谐振装置。一个球形 YIG 晶体的谐振频率仅仅取决于外加磁场,而不是它的尺寸。它有相对较高的相位噪声电平,但它的优点是可调谐,只要通过改变外加磁场就可以了。

**速调管振荡器和耿氏效应振荡器** 反射式速调管振荡器(最初被许多第二次大战期间的雷达接收机用作本地振荡器)和耿氏二极管振荡器,是两种差别很大的器件类型。它们都有相对较高的相位噪声,但当与一个高  $Q$  外部谐振空腔耦合时,它们都能达到高稳定性。使用超导高  $Q$  空腔时能够产生“极低的相位噪声电平”<sup>[20]</sup>。

**高温超导振荡器** 在 3.7 节中提到过,振荡器的相位噪声能够通过使用极低损耗的超导谐振器来改善,特别是那些在 77K 液氮温度时的超导体<sup>[24]</sup>。

**直接数字合成**<sup>[25]</sup> 一个频率合成器通过转换精确频率源(例如一个晶体控制振荡器)的稳定频率,可以在宽频谱上产生一个或多个频率。在直接合成中,一个单一的精确振荡器被倍频和(或)分频以获得所需的频率。当以数字方式完成这一过程时,叫作直接数字合成(DDS)<sup>[26]</sup>。DDS 能为稳定本机振荡器、相参信号源、双变频时使用的第二 LO,以及定时频率等产生所需要的多种频率;也可以为脉冲压缩系统提供线性或非线性 FM。DDS 通常使用相位累加器(建立时间顺序)、查找正弦表格(建立信号波形的振幅)、数模变换器、低通滤波器,以及倍频器或外差器来变换到更高的频率<sup>[27]</sup>。它的优点是极快速的频率转换、小的频率步进间隔、极好的相位噪声性能、相对好的寄生性能、频率的无暂态(相位连续)变化、施加调制的灵活性,以及在小体积里达到良好性能。

### A/D 变换器

把模拟信号转变为数字信号的 A/D 变换器,是数字处理中的一个重要部分。有许多种不同的方法来实现<sup>[28]</sup>。对于雷达来说,A/D 变换器的性能可以由量化一个信号的位数,以及它可工作的采样率来判断。在 3.5 节中提到过(那里 A/D 变换器对 MTI 性能的影响有所讨论,并且给出一些性能方面的例子),A/D 变换器量化一个信号的位数随采样率或带宽的增加而降低。这样,信号的带宽越大,它就越难保持好的性能。对于宽带雷达或当需要衰减大的杂波时,A/D 变换器有时是个限制。

### IF 带通采样

在基带(视频)上操作的数字信号处理要求两个基带 A/D 变换器,一个同相通道和一个正交通道。尽管基带数字处理已经被广泛应用,但有局限性。两个基带变换器必须在一个宽的动态范围上很好地平衡,且在两个通道之间不能存在明显的相位差(两个通道之间的相位差不能与  $90^\circ$  明显不一致)。Waters 和 Jarrett<sup>[29]</sup>指出,如果 A/D 变换在接收机的 IF 通带部分进行,这些问题不会出现。同相和正交分量由一个单独的 A/D 变换器直接从原始的 IF 信号采样得到。用 IF 采样的两个通道之间的相位差,远小于由基带采样的。尽管在带通采样中仅仅需要一个通道,它的采样率仍然必须高于用于基带取样的 A/D 变换器的采样率。在 3.5 节中



有更深入的讨论。

### 数字雷达接收机

关于数字接收机好像还没有一个惟一的、被公认的定义。一个理想的数字雷达接收机,可被看作一个具有大动态范围 A/D 变换器的完全数字化的接收机,A/D 变换器直接对从天线终端接收的信号进行处理。接下来还得一台高性能计算机,实现雷达接收机的各种功能。不过,要获得这样一个拥有高性能微波 MTI 和脉冲多普勒雷达所要求的带宽和大动态范围的接收机相当困难。更为实际的是,数字雷达接收机可能使用模拟 RF 放大器和混频器,或甚至模拟 IF 电路,并跟着一个 IF A/D 变换器和数字视频处理。

由 Wu 和 Li<sup>[30]</sup> 提出了一个关于数字雷达接收机的不同的并且更实用的定义。他们规定,这种接收机比起模拟雷达接收机有两个明显的不同。它应该利用:(1)一个直接数字合成器(DDS)作为本地振荡器,(2)在检波前对 IF 直接带通采样,随后的所有处理都是数字的。

除带有多位、高速 A/D 变换器之外,数字接收机还要求数字处理有足够的速度以能实时操作,并拥有足够大的信息存储能力。几乎已成定论的是,20 世纪 70 年代以来,雷达主要的进步和它不断增长的应用性,归因于数字处理技术的非凡进步。“数字化”可能将继续是未来雷达性能发展的主要驱动力。

### 俄罗斯回旋加速波静电放大器<sup>[31~33]</sup>

固态放大器对于雷达接收机前端是一个流行的选择,但不是惟一的选择。一个俄罗斯的接收机研制成果,称为回旋加速波静电放大器(CWESA),因为它具有其他器件没有的特性,在某些型号的雷达接收机中已经流行。对它的更经常的称呼是静电放大器(ESA)。ESA 号称拥有低的噪声系数,5%~10%的带宽、随频率线性的相位变化及别的适合做接收机前端的品质。它的独特性在于,能够在没有额外保护的情况下承受高电平的输入功率,并且能从过载中迅速恢复。不再需要收发开关或接收机保护器了。

在 ESA 中,一个细电子束上的静电回旋加速波在输入结构里被发射,在中间结构里被放大,然后耦合到一个输出结构上。阴极的细电子束尺寸可能有  $0.03\text{mm} \times 0.7\text{mm}$ ,有  $250 \sim 280\mu\text{A}$  的电流。这种器件的理论<sup>[31]</sup>此处不作概述,但要说明的是,需要一个纵向磁场,以便当输入信号耦合到电子束时,能够导致电子回旋运动。使用永久磁铁以减轻重量。在 S 或 C 波段,据称这些个体约重 2 公斤,体积约为 1 公升,功率消耗为  $1 \sim 1.5\text{W}$  之间。频率高到  $3\text{GHz}$  时,噪声系数达到  $1.0\text{dB}$ ;频率为  $10\text{GHz}$  时,噪声系数为  $2.4\text{dB}$ 。

当 ESA 输入端出现一个大信号时,该大信号造成一个大反射系数(一个大 VSWR),所以信号被完全反射并且不会被吸收,这不像二极管接收机保护器会吸收输入能量。这样,这些接收机用于雷达中时,不需要额外的收发开关或二极管接收机保护器。当过载被消除后设备迅速恢复工作,在 S 波段以上频率,典型值约  $20\text{ns}$ <sup>[31,32]</sup>。在较低频率经历的恢复时间较长。据称在雷达应用中,ESA 能够经受住  $10\text{kW}$  的峰值功率和  $300\text{W}$  的平均功率(在高于 S 波段的频率上),并且在较低的频率能承受更高的功率。

有时会加上一个晶体管放大器作为第二级,获得更高的增益。这样一个 ESA 和晶体管的组合,工作在  $7 \sim 7.4\text{GHz}$ ,除了小的灯丝和晶体管放大器供电电压外,只用一个  $400\text{V}$  高压电源。它的噪声系数为  $3.4\text{dB}$ ,增益为  $23\text{dB}$ 。该组合可以经受住的输入,超过  $5\text{kW}$  峰值功率和  $150\text{W}$  平均功率,并且恢复时间少于  $50\text{ns}$ 。使用晶体管第二级的设备有时会被称为静电组合放大器(ESCA)。

一种 ESA 的可调谐模式据说可在 50% 带宽上快速地调谐,其瞬时带宽为 1%。

由于这种放大器的快速恢复时间,对于要求高 PRF 的脉冲多普勒雷达使用来说,它很有吸引力。脉冲多普勒雷达使用高占空比工作,因此可利用的距离空间很少。长的恢复时间又减少了可利用的距离空间。如果占空比为 10%,并且脉冲宽度是  $1\mu\text{s}$ ,一个二极管保护器  $1\mu\text{s}$  的恢复时间,将明显增加接收机闭锁时间和增加最小距离。ESA 的  $20\text{ns}$  恢复时间则几乎不被注意到。高 PRF 脉冲多普勒雷达的占空比可能高达  $0.3\sim 0.5$ ,这会使接收机的恢复时间变得更为重要。

对一部 200MHz 带宽 X 波段 ESA 加上一个晶体管第二级,用于一个高 PRF 脉冲多普勒雷达的 ESCA 接收机进行试验。Ewell 描述了这种接收机的试验<sup>[31]</sup>。脉冲重复频率从 1kHz 到几百 kHz,脉冲持续时间小于  $1\mu\text{s}$ 。在此应用中,ESCA 被认为比传统的气体 TR 管要好,后者的恢复时间太长、太不可预料。它们也比多碰撞等离子放电管要好,因为后者虽有较好恢复时间,但有高的尖峰泄漏,所以得有变容二极管接收机保护器。它们也很昂贵,并且要求附加的部件,如氧气发生器、离子泵、和冷却系统。Ewell 的测量看来能够确认这种装置满足脉冲多普勒雷达系统要求的一贯性,能提供保护以免过载,快的恢复时间,线性和动态范围的电子控制。

因为尺寸问题,ESA 对于大多数有源孔径的相控阵雷达应用来说并不适用,但也有许多重要的雷达应用并不需要有源孔径。对于这些仅有一个或很少几个接收机通道的雷达系统来说,ESA 很有吸引力。在此节内容所引用的参考文献出版的时候,此类器件生产了大概有一万个,且在遍及全世界的雷达系统中应用,主要在俄罗斯和中国。例如,它被用在俄罗斯 S300PMU 空中防御和反战术弹道导弹(ATBM)系统(北约称其为 SA-10)中。它使用一个 X 波段空馈相控阵雷达,采用脉冲多普勒波形,设计成能在强杂波和电磁干扰环境中工作<sup>[31]</sup>。在俄罗斯 S300V(北约称其为 SA-12)空中防御系统中,也能见到 ESA。Barton 指出,这些俄罗斯接收系统中的静电放大电子管,有助于实现远远低于西方系统的总的 RF 损失<sup>[34]</sup>。

### 相位检波器,相敏检波器

在 3.1 节的图 3.7 中,介绍了相位检波器,它是 MTI 接收机中的一个装置,能够提取回波信号的多普勒频移。它把回波信号与一个基准信号(参考信号)进行比较,后者与 MTI 发射机信号相干。在 MTI 的相位检波器中,回波信号的相位随时间的变化率令人感兴趣,因为它确定了来自运动目标回波的多普勒频移。在 4.2 节的图 4.4 中,出现在比幅单脉冲跟踪雷达中的相敏检波器,它为提取连同幅值在一起的角误差信号的极性提供了可能。输入到这个检波器的是角误差信号及来自和通道起基准作用的信号。在 MTI 雷达和单脉冲跟踪雷达中,有两个正弦电压输入到一个非线性器件。这两个正弦电压彼此相干,可以认为它们来自同一个信号源。在这两种检波器中,两个电压之一是基准电压,而另一个是接收到的回波信号。

泰勒<sup>[35]</sup>指出:因为执行这两个功能的模拟电路的相似性,所以相位检波器和相敏检波器的差别并不总是很清晰。他指出:已取得共识的是,在相位检波器中,输出的仅仅是相位信息;而在相敏检波器中,既输出相位信息,也输出振幅信息;而混频器则不仅输出相位信息和振幅信息,也输出频率信息。他还指出:“在这一约定中,多普勒频移除外”。

Krishnam<sup>[36]</sup>指出,这两种检波器的不同在于实际操作环境而不是硬件。他指出,对于相位检波器来说,通常假定基准和信号的振幅相同。对于相敏检波器来说,通常假定基准远远大于信号。他然后指出可做另外一些假设。他以  $V_1 = E_1 \sin \omega t$  表示基准,用  $V_2 = E_2 \sin(\omega t + \phi)$  表示信号。在他的特殊的检波器模型中,他指出,当  $E_1$  等于  $E_2$  时,输出为  $E_0/E_1 = 2(\cos \phi/2$

$1 - |\sin\phi/2|$ ), 在  $0 < \phi < \pi/2$  范围内, 它相对于  $\phi$  近似线性。在此条件下, 该装置可作为相位检波器。当  $E_2 \gg E_1$  (信号比基准大), 输出是  $E_0 = 2E_1 \cos\phi$ , 它也是一个相位检波器。当  $E_2 < E_1$  时, 从而基准比最大的信号  $E_2$  还大, 该装置显示为“完全线性”的相敏检波器, 其输出为  $E_0 = +2E_2$  (当  $\phi=0$  时), 和  $E_0 = -2E_2$  (当  $\phi=\pi$  时)。

#### 一个接收机的例子

在雷达文献中很少发现关于雷达接收机设计的论文。由于某些原因, 接收机设计师不写此类论文, 或许是杂志编辑和仲裁人不接受它们。不过, 我至少知道有一篇论文描述了最初的宙斯盾 AN/SPY-1A 舰载空中防御系统的接收机<sup>[37]</sup>。这种接收机分为两部分。一个部分是在天线阵列的部分, 它由低噪声放大器和相关部件构成。它被放置在宙斯盾四个天线阵面中每一个的背后, 以使前置 RF 放大器损耗最小。另一个部分放置在船头和船尾的舱室里, 并且包含对噪声系数影响最小的部件。这里有 11 个接收机通道: 3 个是单脉冲跟踪通道, 1 个是旁瓣干扰对消器通道, 6 个是辅助的 ECCM 旁瓣对消器通道, 还有 1 个作为备份的辅助通道。每个通道都有两个输入, 这样它们可以在两个天线阵列之间分时工作以降低成本。

在那篇文章里有过多的内容不能在此归纳, 但它可以作为仅有的几个实例之一被推荐, 以提供一个关于雷达接收机工程设计的评述, 在雷达书籍中通常是见不到的。

### 11.4 收发开关和接收机保护器

通过使用一种称为收发开关的快速动作的转换装置, 一部脉冲雷达就能够在发射机和接收机之间, 在时间上分享一个天线。在发射时收发开关必须保护接收机不受损害或烧毁, 而在接收时必须把回波信号引到接收机而不是到发射机。此外, 必须在几微秒或几纳秒内迅速完成转换, 并且应是低损耗的。在高功率应用中, 收发开关是一个气体放电装置, 被称作 TR (发射接收) 开关。来自发射机的高功率脉冲引起气体放电装置击穿, 短路接收机, 以保护它免受伤害。在接收时, “冷”收发开关的 RF 电路引导回波信号到接收机、而不是发射机。固态器件也曾收发开关中使用。在一个典型的收发开关应用中, 发射机的峰值功率可能是 1 个兆瓦或更大, 而接收机所能承受的最大安全功率小于 1 瓦。因此, 收发开关必须在发射机和恢复时间之间, 提供超过 60~70dB 的隔离, 且以可忽略的损耗来发射和接收。

收发开关不总能做全部的保护接收机的工作。除气体 TR 开关之外, 接收机可能还需要一个二极管或铁氧体限幅器, 限制通过 TR 开关泄漏的量。这些称为接收机保护器的限幅器, 也能提供保护以免受其他雷达的高功率辐射。由其他雷达进入雷达天线的功率, 可能比激活收发开关需要的功率低, 却比接收机安全承受的功率大。当雷达不工作时, 也可用一种机械触动的断路器来短路和保护接收机。有时装置的整个封装被认为是一个接收机保护器<sup>[38]</sup>。这个术语是不明确的, 因为接收机保护器也是二极管限幅器或类似装置的名称。这些装置跟在收发开关后面, 用于减少通过收发开关的峰值功率。本文中使用的术语——接收机保护器表示一个跟在收发开关后面的限幅器。收发开关、接收机保护器, 以及别的防止接收机损坏的装置, 更好的称呼是收发开系统, 以避免同样的术语(接收机保护器)既用来描述整个接收机保护系统, 也用来描述其一部分引起的混乱。

#### 平衡式收发开关

图 11.3 所示的平衡式收发开关基于短裂缝混合接头。短裂缝混合接头包含两段波导, 它

们沿一个窄壁相连,在相连的公共壁上有一个裂缝,以提供两个波导间的耦合<sup>[39]</sup>。(短裂缝混合接头可以是一个宽带的定向耦合器,耦合系数 3dB。)使用两个 TR 管,每段波导内一个。在发射状态,如图 11.3(a)所示,功率被第一个混合接头(左边的)均分到每个波导中。两个气体放电 TR 管都击穿,且把入射功率反射到如图所示的天线臂上。短裂缝混合接头有如下性质:每当功率在任一方向通过裂缝时,它的相位均被超前  $90^\circ$ ,功率如实线所示传送。任何通过 TR 管泄漏的功率(由虚线所示)被引导到接有匹配假负载的臂,而不是接收机。除由 TR 管提供的衰减之外,混合接头提供额外的 20~30dB 的隔离。

在接收状态时,TR 管不点火,回波信号通过收发开关进入接收机,如图 11.3(b)所示。功率在第一个接头处被平均分开,并因为在通过裂缝时的  $90^\circ$  相位超前,信号在接收臂里重新组合,而不是在带有假负载的臂里。

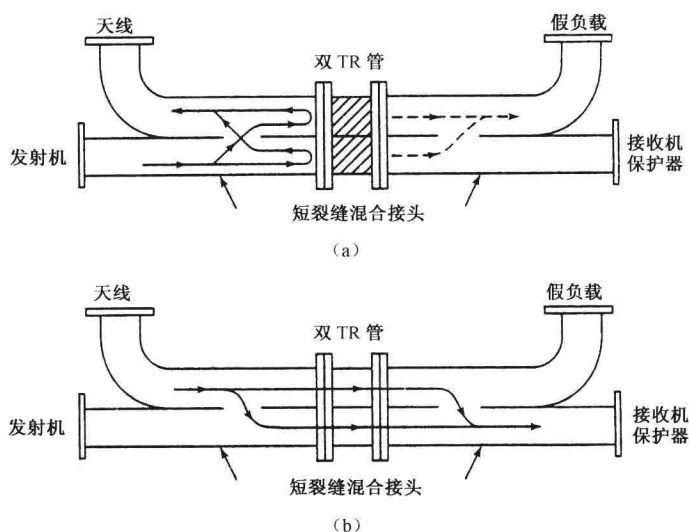


图 11.3 使用双 TR 管和两个裂缝混合接头的平衡式收发开关

(a) 发射状态, (b) 接收状态

平衡式收发开关是一种流行的收发开关形式,有着良好的功率承受能力和宽的带宽。

### TR 管

TR 管是一种气体放电器件,设计成在高 RF 功率到来时快速击穿和电离,并且一旦功率消失则快速去电离。一种 TR 的构造包括一段含有一个或多个谐振滤波器的波导,两个内部有低压气体的玻璃-金属密封窗。TR 管中的惰性气体如氩气具有低的击穿电压,提供很好的接收机保护,以及有较长的寿命;但是,仅充纯氩的 TR 管去电离作用时间较长(长的恢复时间),对于近距离应用是不适合的。在管中添加水蒸气或卤素气体会加速去电离作用时间。不过这样的管子比起仅充惰性气体的管子寿命要短。通常在快恢复时间和长寿命之间需要折中。

为了确保 TR 管在加上高功率时可靠并且快速击穿,一个辅助的电子源装在管内以帮助起始放电。这能够通过“保活”(keep-alive)实现,即制造一个弱的直流放电,所产生的电子扩散进入到 TR 中,一旦由发射机施加 RF 功率时,它们在 TR 中帮助触发击穿。另一个办法是放一个小放射性源,如氚(氢的放射性同位素),它生成低能级的  $\beta$  射线,产生电子供应<sup>[40]</sup>。氚以化合物形式即氟化物薄膜放入。放射源有时候称为氟化点火极,其优点是在做保活放电时

不会增加宽带噪声电平(约为 50K),并且寿命较长(约一个数量级)。但它泄漏的能量较多,以至于要求一个或更多级联的 PIN 二极管限幅器级,进一步削弱泄漏<sup>[41]</sup>。氘点火极不需要有源电压,因此允许接收机保护器在雷达关机时起作用,不需要机械的断路器来保护雷达免遭附近的辐射。作为一个放射性装置,的确引起对它的处理和报废的关心。氘激活的 TR 及其后的二极管限幅器的组合,称作无源 TR 限幅器。

TR 并不是一个理想的开关,总有一些发射机功率泄漏到接收机。RF 泄漏的包络可能近似于图 11.4。在泄漏脉冲上升沿边缘的短持续时间,出现大振幅的尖峰,是由于 TR 电离和击穿要一定时间。这个时间典型值约为 10ns。在 TR 管里的气体被电离之后,通过管子的功率泄漏从尖峰的峰值显著下降。泄漏脉冲的其次部分叫作平顶。当包含在尖峰里的能量或脉冲平顶部分的功率过大时,都可能导致接收机前端的损坏。TR 管的尖峰泄漏随着频率和功率管子是不是充灌电子而变化,可能的“典型值”约为 1 尔格(1 尔格 =  $10^{-7}$  J)。引起的发射机功率衰减可能在 70~90dB 之间。

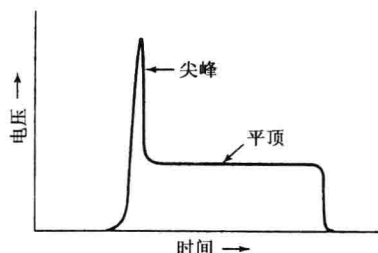


图 11.4 通过 TR 管的泄漏脉冲

入射在 TR 管上的发射机功率的一部分通过放电被吸收,这称为电弧损耗。在充有水蒸气的管中它可能为 0.5~1dB,在充有氘气的管中则为 0.1dB 或更少。在接收时,TR 管引入一个大约 0.5~1dB 的插入损耗。TR 管的寿命更多地取决于所通过的泄漏功率量,或当它的恢复时间变得过长时,而不取决于物理毁坏或耗损。

#### 固态接收机保护器,二极管限幅器

接收机灵敏度的提高,有时可由对 RF 泄漏更敏感的前端和混频器来获得。这样的敏感装置要求比常规收发开关更好地保护,以防止 RF 泄漏。一个放置在接收机前面的 PIN 二极管限幅器帮助减少泄漏,担当一个接收机保护器。二极管限幅器以可忽略的衰减通过低的功率,但超过某一门限时就衰减信号以保持输出功率不变。这种特性可以在两个不同的实现过程中用作接收机的保护,即二极管无偏压工作方式(自启动)或带有一个直流正向偏置电流工作方式。不使用外电源的无偏压工作也叫无源工作。它具有几乎无限的工作寿命,快的恢复时间,没有放射性填充物和完成多种任务的多功能性的优点<sup>[38]</sup>。它的主要局限性是低功率承受能力。一种 X 波段 WR90 波导无源固态限幅器,对于 7% 的带宽和 1μs 的脉冲宽度,具有 10kW 峰值功率能力和 10W 连续波功率能力<sup>[42]</sup>。它的插入损耗为 0.6dB,泄漏功率为 10mW,恢复时间是 1μs。当以 40μs 脉冲宽度使用时,这个限幅器能够承受 2kW 的峰值功率和 300W 的连续波功率,损耗是 0.8dB。

在高功率脉冲期间,二极管加偏压(也称有源),比无源工作能够承受更大的功率。在发射机脉冲开始前,加偏压的二极管进入低阻抗模式。尽管有源二极管限幅器与收发开关一起使用时有许多优点,但在偏压断开时,不能保护接收机。这样,对来自在雷达脉冲之间的时期内

附近的异步发射或当雷达闭锁时到达的发射,它仅能提供少量的保护。

**灵敏度时间控制的结合**<sup>[43,44]</sup> 在 7.8 节中,灵敏度时间控制(STC)的用途被描述成一种方法,这种方法能够减少附近大杂波回波的影响,而不会严重降低在近距离上对所期望目标的检测。STC 是接收机的增益随时间或距离程控变化。在近距离上接收机增益被降低,以减少附近的大的杂波回波。随着脉冲在距离上向远处传播,逐渐增大增益直到没有更大的杂波回波为止。

把雷达 RF 部分的 STC 放在接收机之前是有好处的。可以通过改变接收机保护器的二极管偏压进行 STC,以提供一个随时间变化的衰减,而不会增加接收机的噪声系数。获得 STC 作用并不把插损增加到接收机保护器设计固有的损耗之上。PIN 二极管级在发射期间提供自限幅作用,在接收期间提供 STC 功能。二极管的非线性特性需要一个线性化电路,获得所要求的随时间而变的衰减量。STC 变化取决于雷达所观察到的地形特性。一个带有随机存取存储器的数控 STC 驱动器,允许雷达设计师根据能被雷达观察到的不同类型的地形使用不同的 STC 响应曲线。

**变容二极管接收机保护器** 对有快速上升时间的高功率射频源,接收机保护器可能被要求其自限幅时间少于 1ns。这能够用快动作 PN(变容二极管)二极管来达到。可以使用前置离子限幅器的许多二极管级。在某一设计中,一个 X 波段无源接收机保护器能把 1ns 上升时间、千瓦级 RF 脉冲限到 1 瓦尖峰电平的限幅能力<sup>[45]</sup>。

**铁氧体限幅器** 铁氧体限幅器具有很快的恢复时间(能低到几十个 ns),如果使用未超过功率额定值,就会有长的寿命。其尖峰和平顶泄漏低,并能承受 100kW 的峰值功率<sup>[46]</sup>;但是比起别的接收机保护器来,插入损耗通常更高(1.5dB),封装通常也更长更重,并且更贵。除了起始的尖峰外,铁氧体限幅器是一种吸收性器件,而不是反射性器件(如气体管 TR),以至于这些器件的平均功率容量成为一个问题,可能需要空气或液体冷却。一个二极管限幅器通常跟在铁氧体限幅器后面,以减少高峰值功率时的泄漏。

#### 前置 TR 限幅器<sup>[38,47]</sup>

前置 TR 是一个放置在固态限幅器之前的气体管。前置 TR 的功能是减少必须由二极管限幅器承受的功率。(它类似于本节前面提到的无源 TR 限幅器。)前置 TR 气体管有高功率承受能力,能够以长脉冲方式工作,有很快的恢复时间,含有一个放射性点火源,但工作寿命有限。很高的平均功率要求前置 TR 装置液体冷却。前置 TR 管寿命的终结,通常由管中气体消失引起恢复时间增加所致。

前置 TR 管可以是一个石英圆柱体,里面充满氯气或氯气与一种惰性气体的混合气。氯气是一种卤素气体,具有很快的恢复时间,在脉宽等于  $10\mu\text{s}$  时的典型值为零点几微秒。这种管子安装在一个波导的隔膜中。在某些例子中,石英前置 TR 管设计成:一旦到达寿命终结时,现场就可更换。

#### 多碰撞管<sup>[46,48]</sup>

迄今讨论的高功率收发开关的恢复时间是从零点几微秒到几十微秒。通过使用多碰撞原理,恢复时间短至  $5\sim 10\text{ns}$  是可能的。对于高 PRF 和高占空比的雷达来说,快的恢复时间是重要的。多碰撞管是一种真空管,没有充气管所具有的长恢复时间特性。它含有一个受电子碰撞后有强二次电子发射能力的表面。二次发射表面被一个直流电位偏置。RF 能量的存在使电子产生多次碰撞,碰撞通过二次发射产生一个强电子云。电子云随所加的 RF 电场的振动而同相运动,以从 RF 电场吸收能量。RF 功率在二次发射表面上被热耗散,该装置需要液



体冷却以耗散被吸收的功率。因为它是一个真空装置,所以多碰撞管的恢复时间非常快。通过多碰撞管的平顶泄漏功率,常常高到足以要求一个无源二极管限幅器跟在后面。当功率被关掉时多碰撞管不提供保护。它的不足之处是过于复杂:要求液体冷却,要求一个点火电极以确保多次碰撞迅速启动,需要一个氧气源来维持提供二次发射电子的镁氧化物表面,还需要一个泵来保持良好的真空。

### 固态收发开关

因其长的寿命、快的恢复时间、无放射性点火及多用途等的潜力,用全固态收发开关取代气体放电收发开关的愿望始终存在。尽管希望无源工作,但在功率承受能力上受到限制。最低损耗和最高功率承受能力由有源电路获得,在有源电路中 PIN 管与发射机脉冲同步接入。通常,能够处理高功率的二极管有较长的恢复时间,往往有较高的泄漏功率——结果以增加损耗和花费,要求附加较低电平的限幅器级。有源驱动电路的故障,导致二极管开关及接收机的损坏。

文献中描述了几种全固态收发开关的例子。一个 L 波段自转换收发开关设计使用 4 个 PIN 二极管,它们是通过 4 个快速动作无耦合变容检波二极管加偏压的<sup>[49]</sup>。这些检波二极管加偏压使 PIN 二极管进入导电特性,所用时间比 RF 脉冲的上升时间短得多。该装置可以承受具有 100W 平均功率和  $3\mu\text{s}$  脉冲宽度的 100kW 峰值功率,插入损耗为 0.5dB。收发开关后随一个低功率的多级变容二极管限幅器,用于把各为 2.8kW 和 32W 的尖峰和平顶泄漏削减到足够低的电平,使低噪声放大器得到充分的保护。恢复时间约为  $15\mu\text{s}$ 。据报道,一种 UHF 固态收发开关也使用 4 个二极管,它具有 300kW 峰值功率、5kW 平均功率、 $60\mu\text{s}$  脉冲宽度,以及 0.75dB 的插入损耗。一个带有 16 个 PIN 二极管的 C 波段固态收发开关,具有  $14\mu\text{s}$  脉冲宽度和 0.01 占空系数的 1MW 峰值功率,以及小于 1dB 的插入损耗能力<sup>[50]</sup>。该装置后面附加一个插入损耗约为 0.6dB 的低功率二极管开关,它提供 60dB 隔离度,使收发开系统总的隔离超过 100dB。

### 作为收发开关的环流器

铁氧体环流器是一个三端或四端器件。原则上说,它能够提供发射机和接收机的隔离。在三端环流器中,发射机可以连接到 1 端,从连接天线的 2 端辐射出去,从天线接收到的回波信号引导到与接收机相连的 3 端。不同端之间的隔离可能从 20 到 30dB,隔离度的限制取决于来自天线的发射机信号的反射(由阻抗不匹配引起),该反射信号直接返回接收机。如果天线的 VSWR(电压驻波比)为 1.5(一个不错的值)的话,那么约 4% 的发射机功率将会由天线反射并且返回接收机,这相当于 14dB 的隔离。如果 VSWR 为 2.0,那么有效隔离仅为 10dB。为了防止损坏,需要加一个好的接收机保护器。环流器可制成经受住高的峰值和平均功率,但是大的功率能力通常伴随着大的尺寸和重量。例如,一个重 80 磅的 S 波段差分移波导环流器,本质上和一个重 1.5 盎司的 S 波段微型同轴 Y 形接头环流器具有同样的插入损耗、隔离和带宽<sup>[51]</sup>。不过,大的环流器能够处理 50kW 的平均功率,然而较小的环流器被额定为 50W。(功率比率超过了重量的比率。)

带有接收机保护器的小尺寸环流器,常常用作有源孔径相控阵固态 TR 组件里的收发开关。(请注意,偏巧,单词“TR”既意味着 T/R 组件,也意味着 TR 收发开关气体放电管。)

### 性能概括

表 11.1 归纳了不同种类收发开关装置在恢复时间和功率承受方面的性能。该表摘引自



Bilotta 的论文<sup>[38]</sup>,不过根据前文引用过的其他参考文献的内容修改过。表中的值依赖于频率和别的因素,因此它们不能被认为是绝对的界限,而仅是近似的指导。

表 11.1 各种类型收发开关装置的比较

装置名称	恢复时间	平均功率	峰值功率
TR 管	$<1\mu\text{s}\sim 100\mu\text{s}$		1MW
前置 TR 管	$50\text{ns}\sim 1\mu\text{s}$	50kW	5MW
二极管限幅器	$50\text{ns}\sim 10\mu\text{s}$	1kW	100kW
铁氧体限幅器	$20\text{ns}\sim 120\text{ns}$	10W	100kW
多碰撞管	$1\text{ns}\sim 20\text{ns}$	500W	80kW
静电放大器	20ns	300W,或更高	10kW,或许高至 500kW

## 11.5 雷达显示器

最初,雷达显示器的重要作用,在于使雷达接收机的输出以一种可视的形式表现出来。这样,操作员可以轻易而精确地检测目标的出现,提取目标的位置信息。显示器必须设计得不能降低雷达信息,并且能够容易地使操作员执行有效的检测和信息提取功能。对操作员来说,常见的是他用油性笔在阴极射线管显示器上标出扫描至扫描的目标位置,并且手动提取目标的速度和方向。随着数字信号处理和数字数据处理的进步,越来越多的检测和信息提取过程用电子方法自动完成,因此操作员的任务越来越少。现在,显示给操作员的是处理过的检测和目标信息,他几乎不用负担起做出有效探测决定的责任了。许多监视雷达把目标轨道矢量连同辅助的文字数字信息一起显示给操作员,而不是仅仅显示检测。

当显示器被直接连到雷达接收机的输出而不作进一步处理时,输出被称作原始视频。当接收机输出首先被自动检测器,或自动检测器和跟踪器装置在显示之前处理时,它被称为合成视频或已处理视频,取决于是否显示原始或被处理视频对显示器要求稍微不同。有的雷达操作员倾向于在显示器上看到被轻轻叠加在已处理视频上的原始视频。

在许多情况中操作员看不到未处理的雷达输出。一个例子是 Nexrad 多普勒气象雷达。该雷达在每个分辨单元中测量回波信号的幅度(与它的雷达横截面积成比例),气象散射体的平均径向速度(来自多普勒频移)和径向速度的变化(分辨单元内单个散射体运动的度量)三个参数。在每个分辨单元内,这三个气象回波参数被传送到一台计算机,计算机产生大量不同种类的气象信息,例如降雨图、不同水平面和垂直面的风切变图、气旋、龙卷风、洪水预报和许多别的。

现在的雷达显示器更像家用电视监视器或计算机显示器,可以显示完整的连续场景,而不仅仅显示来自当前由窄的天线波束所照射区域的回波。这样,当对操作员解读的需求减少时,显示器的角色发生了改变。

### 显示器种类介绍

IEEE 标准对雷达的定义包括 19 种不同种类的显示器形式<sup>[52]</sup>。大多数是二战时期的,并且许多现在很少使用。标准化的定义未能覆盖所有可能的显示器形式。下面给出的是一些应

用得比较广的形式。IEEE 在它的定义中使用的是单词“display”,但这里既使用“scope”又使用“display”,取决于哪个更常用。以下定义并不与 IEEE 定义保持精确的一致,不过内容上它们是一致的。

**A 型显示器** 一种偏转调制的直角坐标显示器,垂直偏转与接收机输出幅度成比例,而水平坐标与距离(或时延)成比例。这种显示器很适合凝视的(staring)或手动的跟踪雷达,但不适合连续扫描监视雷达,因为不断变换的背景使得检测目标和解读正在观看的显示器变得困难。

**B 型显示器** 一种亮度调制的直角坐标显示器,用一个坐标(通常为水平的)显示方位角,由正交的坐标(通常为垂直的)显示距离。它用于机载军用雷达,这里对于目标的距离和角度要比关注角度量度的失真更为重要。

**C 型显示器** 一种两个角度亮度调制的直角坐标显示器,水平坐标显示方位角,垂直坐标显示仰角。一个应用是机载截击雷达,因为显示器显示的与飞行员通过挡风玻璃所看到的相类似。它有时投影到挡风玻璃上,作为一种平视显示器。在这种显示器上失去了距离坐标,因此可能会发生由此引起的损失,取决于如何处理雷达信息。

**E 型显示器** 一种亮度调制的直角坐标显示器,水平坐标显示距离,垂直坐标显示仰角。E 型显示器提供一个雷达特定方位的垂直剖面。它适用于 3D 雷达和军用机载地形跟随雷达系统,雷达天线在仰角上扫描,以获得飞机前方地形的垂直剖面。E 型显示器与距离高度显示器(RHI)有关联。

**PPI 显示器,或平面位置显示器** 一种亮度调制的圆形显示器,来自反射物体的回波信号被显示在平面图上。该平面图以极坐标( $\rho, \theta$ )的形式显示距离和方位角,形成一个地图形显示器。通常显示器的中心是雷达的位置。一个扇形扫描的 PPI 可能和一个前视机载雷达一起使用,以在一个有限方位扇形区上提供监视或地图。偏移型 PPI 是这样的,其原点(或雷达位置)与显示器中心不在同一位置上。这为所选的部分覆盖提供一个更大的显示器区域。偏移型 PPI 中的雷达位置可能会在显示器屏幕之外。

**RHI 显示器,或距离-高度指示器** 一种亮度调制的直角坐标显示器,它以高度(目标高度)作为垂直轴和以距离作为水平轴。高度坐标的刻度通常相对于距离坐标是扩张了的。它与气象雷达一起使用,观察天气回波的垂直剖面。另外,成像雷达如合成孔径雷达(SAR)和侧视机载雷达(SLAR),通常以条带地图方式显示它们的输出,其中距离作为一个坐标,而以横向范围作为另一个坐标。使用来自计算机行业的现有扩展图形显示技术,在显示雷达信息时,比以往有更多的灵活性。

### 阴极射线管显示器

阴极射线管(CRT)被广泛用于雷达显示器,其起源要追溯到 19 世纪末。CRT 显示器有两个基本类型。一种是偏转调制的 CRT,例如 A 型显示器,目标通过电子束的偏转被显示。A 型显示器显示的接收机输出幅度作为距离或时间的函数。图 7.21 是一个示例,说明了在杂波和目标回波上的频率捷变效果。另一种是亮度调制的 CRT,回波通过强化的电子束被显示,且在 CRT 屏幕上呈现一个发亮点。图 1.5 是一个 PPI 的例子。电视的 CRT 也是一种亮度调制显示器的例子。

通常,偏转调制显示器的优点是,较简单的电路和能够在噪声、杂波或干扰存在的情况下更容易辨别目标;亮度调制显示器,比如 PPI 的优点是,以一种更方便更易被解读的形式呈现数据。雷达显示器电子束偏转或出现都是亮度调制的光点由目标存在所引起的,通常被称为

雷达显示的信号(blip)。

即使 CRT 显示器已被广泛应用于雷达、电视机和计算机中,但它并不理想。它使用一种相对较大的真空管,比起别的种类的显示器这是一个缺点。连带必要的电路和控制器,完整的显示器甚至更大。出现的信息量受电子束光点尺寸的限制。每个直径的分辨单元(像素)数量可能是 1000、2000 或更多。在一些高分辨雷达中,来自雷达的可分辨距离单元的数量,可能比在 PPI 上的可用分辨单元数量更大,结果会导致折叠损耗。增加 CRT 直径未必增加可分辨像素的数量,因为光点直径随着屏幕直径而线性变化。亮点调制 CRT 的另一个局限是它固有的动态范围、或对比率,可能是 10dB 量级。这会引起在大目标显示时的模糊现象,以至于掩盖来自附近较小目标的显示信号。

当操作员观察屏幕以检测目标并且提取信息时,CRT 荧光体的衰退特性很重要。被显示的可视信息的衰退时间,应该长到足以允许操作员检测回波,但要短到根据一个扫描绘出的信息不干扰来自随后扫描的信息。当已处理信息而不是原始视频被显示时,显示的符号可能是圆点、指示方向和速度的矢量,字母数字或其他适当的符号。

电子电路的进步既造成了信号和数据处理上的重大进展,也惠及 CRT 显示器。字符发生器能够装在一个芯片上而不是占用一个大盒子。一个完整的偏转系统能够被放置在一个芯片上。曾经占用一立方英尺的、重 50 磅的高压电源<sup>[53]</sup>已经减小得相当厉害。数字存储器小到足以取代重的模拟扫描转换器。一个 PPI 显示器所需求的衰退时间,不必依靠荧光体的衰退特性,而可由一个仿真余辉的控制显示器更新率的电子电路完成。在过去,常常必须在一个黑的屋子里或戴着罩来观察 CRT 显示器,而现在 CRT 显示器的亮度已经增加了,因此能够在环境光线中或日光下的飞机座舱中应用。由于电视机和计算机的需求,其他种类的显示器已经出现了重大的进步,但 CRT 也有重大进步。尽管有各种缺陷,CRT 仍是一种有竞争力的显示器。因为它经久耐用、成本低、色彩性能好,有在宽温度范围内的工作能力,它的视角广,以及能够方便地显示由雷达获得的信息类型的能力。

在一个常规的 PPI 显示器上,当原始的、未经处理的视频被显示给操作员时,一些背景噪声也会存在,因此要求操作员提高做出检测决定的能力。一个完全的“暗底显示器”比起带有一些背景噪声的显示器灵敏度低。它适用于使用原始视频的雷达,而不适用于直接显示已经处理数据的显示器,在这里检测决定由自动电路做出,而没有操作员的干预。

### 笔划和光栅显示器

传统的笔划 PPI 显示与旋转天线同步产生,而不是像照片那样一次全部出现。PPI 显示器的照片通常由打开照相机的快门并且保持它打开一个或多个扫描获得,如图 1.5 所示。另一方面,操作员观察一个常规的 PPI,看到一个和扫描天线同时旋转的径向线或闸门。原始视频显示器所显示的旋转闸门的痕迹,在无回波存在时通常是暗淡的,但当雷达检测到回波时,它(痕迹)会变亮以显示回波信号的位置。变亮的雷达信号随时间淡出,这取决于荧光体的持续特性或电子电路的更新特性。操作员把注意力集中在旋转的径向闸门线上以检测目标。这种显示器类型被称为笔划显示器。在一个笔划显示器中,操作员集中观看在闸门线附近的显示器部分,因为通常那些部分已经加强到足以被看见。

TV 形显示器以光栅扫描<sup>①</sup>为基础来提供雷达输出的连续图像。它有一些超出笔划显示

① 光栅是一种扫描模式。在该模式中一个区域是用扫描线从一端到另一端、由顶部到底部扫描的。

器的优点,能够做得比笔划显示器更亮。来自其他传感器的信息,例如其他雷达:空中交通管制雷达应答系统(ATCRBS)、军用敌我识别(IFF)、低亮度 TV、前视红外(FLIR),避免碰撞系统或来自民用或军用数据链的信息,都能组合到一个显示器上。除已处理雷达视频和原始视频外,雷达观测的区域地图及文字数字信息和图形,也能添加到光栅显示器上,需要扫描转换器把笔划显示器的格式更换成光栅 TV 形显示器的格式。

#### 扫描转换器<sup>[54]</sup>

扫描转换器把 PPI 的  $(r, \theta)$  坐标转换成光栅(TV 形)显示器的  $(x, y)$  坐标。 $(r, \theta)$  坐标是雷达的自然坐标,但在显示器上观看雷达输出时  $(x, y)$  坐标更自然。早期的模拟扫描转换器体积大,分辨率低,并且灰度色标显示不足。它们的用处和现代数字产生的扫描转换器相比是有限的。在后者中,雷达信息的  $(r, \theta)$  极坐标(距离和方位角)被转换成矩形  $(x, y)$  坐标,并且储存在数字存储器中,产生一个光栅 TV 形显示器。光栅显示能连续地对操作员显示,因为它能高速更新。如果需要,能够插入仿真衰减以模仿自然荧光体的衰退特性。作为另一种选择,可以不要衰减,并且图像能被冻结,其时间等于雷达再访时间,然后更新,可以提供  $2560 \times 2048$  像素的显示器。多部雷达的输出能与适当的符号一起被显示,即使它们可能是天线旋转速率相当不同的(再访次数)的空中监视雷达,和具有有限角形饼状角覆盖的武器控制雷达。扫描转换器的使用通常不会严重延长显示器的等待时间,即回波检测和它的显示之间的时间被保持到最小值。光栅显示器的格式可以是一个 TV 显示器的格式或计算机显示器的格式。TV4 显示器格式的优点是,可用一个用户便宜的盒式磁带录像机(VCR)将它录在磁带上,用常规的 TV 监视器来观察,并且容易使用标准电视电缆远距离遥控。

#### 平板显示器(FPD)<sup>[55]</sup>

雷达对平板显示器的兴趣是由于它在商业计算机和 TV 应用方面的成功发展。已制造或研究出好几种不同类型的平板显示器,但并非都适用于雷达。

液晶显示器(LCD)已被广泛用于非雷达应用场合,例如笔记本电脑、手表、仪表和计算器。对它们来说,重量轻、体积小、低功率消耗是很重要的。LCD 本身并不发出光线,而是控制光线的通过或反射。通常光线直接来自后面,并且显示器说成是背后发光的。有两种液晶显示器:无源矩阵 LCD 和有源矩阵 LCD。在后者中,显示器的每一个像素都和一个薄膜晶体管相连接。无源矩阵在非雷达应用上比有源矩阵更广泛,因为它的成本低,但是有源矩阵 LCD(AMLCD)有高得多的分辨率,更好的图像质量,可用彩色显示,并且有更快的响应(更大的视频带宽)。这样,有源矩阵 LCD 就比无源矩阵 LCD 更有应用于雷达的潜力。

平板显示器的其他类型有:等离子显示器(用它能制造出大型平面全彩显示器)、电致发光显示器、发光二极管和场致发光管显示器。

平板显示器,例如 AMLCD 和等离子显示器,比常规 CRT 有几个重要优点。它们更小、更轻、占用体积较小(厚度减小),并且比 CRT 要求的功率更少。它们还被期望有更好的可靠性和减小的寿命周期成本。对大多数雷达应用而言,它们应该比在商业应用中更坚固,因为通常必须忍受更猛烈的撞击和振动,以及极端的温度。

FPD 特别适合在军事机载应用中用于驾驶员座舱显示器,在许多机载系统中正在取代 CRT<sup>[56]</sup>。除了显示雷达信息外,军用驾驶员座舱显示器还必须处理由电子战传感器提供的数据、命令,以及为了解战情的控制信息、导航信息、文字数字数据、图形和其他。

### 雷达显示器的色彩

在雷达显示器中,有色彩就允许有另一个显示信息的“维”。它能帮助提供一个清晰的、易充分理解的、由雷达观测到的情况。它也是一个“使注意力集中者”,能提醒操作员注意异常或危险的某些事物。可以使用不同的色彩来显示这样一些事物:在同一显示器上显示不同的雷达输出,来自 3D 雷达的多波束输出,以雨量强度气象色彩编码的不利天气范围,距离圈,探测到的目标的轨道,来自民用 ATCRBS 和/或军用 IFF 的识别信息,雷达观测的区域被叠加的视频地图,以及被叠加的原始视频。通过目标信号的色彩编码,或通过在显示器上插入的文字数字彩色符号的使用,也能用来显示单个雷达回波的高度或横截面积。

使用色彩的一个例子是在机载天气回避雷达显示器中,降雨的强度用一种特殊的色彩来标明。表 11.2 展示了由一个雷达制造商为显示暴风雨强度而使用的色彩列表。

表 11.2 在机载天气回避雷达中使用的显示器色彩的例子<sup>[57]</sup>

暴风雪强度	降雨率(mm/h)	降雨率(dBz)	显示色彩
细雨	0.25mm/h	13dB	黑色
小雨	1.0mm/h	23dB	绿色
中雨	4.0mm/h	33dB	黄色
工业标准	11.5mm/h	40dB	红色
飞行警报			

参数 dBZ 在 7.6 节中已说明。“工业标准飞行警报”是这样的降雨率,超过它就有可能是冰雹,能够损坏飞机或成为强湍流来扰乱乘客。飞行员被警告以避开这些区域。

最初用于彩色 TV 的三色荫罩阴极射线管,并没有单色显示器或使用多层屏蔽的透色管的分辨能力。随着对高分辨计算机彩色图形和高清晰度 TV 的需求不断增长,这一现象已得到改变。尽管一个有不同灰度的单色显示器,可被制成显示许多彩色显示器能够显示的相同的信息,但彩色比单色显示器提供更大量可识别的不同的颜色,更令人喜爱,并且受到更广泛的认可。

### 参考文献

1. Taylor, J. W., Jr. "Receivers." *Radar Handbook*, M. Skolnik (Ed). New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 3.
2. Mumford, W. W., and E. H. Scheibe. *Noise Performance Factors in Communication Systems*. Dedham, MA: Horizon House—Microwave, Inc., 1968.
3. Pettai, R. *Noise in Receiving Systems*. New York: John Wiley, 1984.
4. Goldberg, H. "Some Notes on Noise Figures." *Proc. IRE* 36 (October 1948), pp. 1205–1214.
5. Heil, T., B. Roehrich, and J. Hakoupian. "Advances in Receiver Front-End and Processing Components." *Microwave J.* 40 (January 1997), pp. 174–180.
6. Maas, S. A. *Microwave Mixers*, 2nd ed. Boston: Artech House, 1993.
7. Neuf, D. "Extended Dynamic Range Mixers." *Applied Microwave & Wireless* (Winter 1996), pp. 24–39.

8. Taylor, J. W., Jr. Ref. 1, Sec. 3.4.
9. Eaves, J. L., and E. K. Reedy. *Principles of Modern Radar*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1987, Chap. 7.
10. Maas, S. A. "Microwave Mixers in the 90s." *Microwave J. 1990 State of the Art Reference*, pp. 61–72.
11. Maas, S. A. Ref. 6, Sec. 7.3.
12. Maas, S. A. Ref. 6, Sec. 7.3.5.
13. Dixon, R. C. *Radio Receiver Design*. New York: Marcel Dekker, 1998, Sec. 6.4.
14. Maas, S. A. Ref. 6, Sec. 4.6.1.
15. Dixon, R. C. Ref. 13, Sec. 6.5.
16. Van der Ziel, A. "Unified Presentation of  $1/f$  Noise in Electronic Devices: Fundamental  $1/f$  Noise Sources." *Proc. IEEE* 76 pp. (March 1988), pp. 233–258.
17. Halford, D. "A General Model for  $f^\alpha$  Spectral Density Random Noise with Special Reference to Flicker Noise  $1/f$ ." *Proc. IEEE*. 56 (March 1968), pp. 251–257.
18. Taylor, J. W., Jr. Ref. 1, Sec. 3.5.
19. Goldman, S. J. *Phase Noise Analysis in Radar Systems Using Personal Computers*. New York: John Wiley, 1989.
20. Ewell, G. W. "Stability and Stable Sources." In *Coherent Radar Performance Estimation*, Scheer, J. A., and J. L. Kurtz (Eds.). Boston: Artech House, 1993, Chap. 2.
21. Losee, Ferril. *RF Systems, Components, and Circuits Handbook*. Boston: Artech House, 1997, Chap. 16.
22. Terman, F. *Radio Engineering*. New York: McGraw-Hill, 1937, Sec. 70.
23. Elmi, N., and M. Radmanesh. "Design of Low-Noise, Highly Stable Dielectric Resonator Oscillators." *Microwave J.* 39 (November 1996), pp. 104–112.
24. Khanna, A. P. S., M. Schmidt, and R. B. Hammond. "A Superconducting Resonator Stabilized Low Phase Noise Oscillator." *Microwave J.* 34 (February 1991), pp. 127–130.
25. Galani, Z., and R. A. Campbell. "An Overview of Frequency Synthesizers for Radars." *IEEE Trans. MTT-39* (May 1991), pp. 782–790.
26. Kroupa, V. F. (Ed.). *Direct Digital Frequency Synthesizers*. Piscataway, NJ.: IEEE Press, 1999.
27. Crawford, J. A. *Frequency Synthesizer Design Handbook*. Boston: Artech House, 1994, Secs. 7.3 and 7.5.
28. Hoeschele, D. F. *Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Conversion Techniques*, 2nd ed., New York: John Wiley, 1994.
29. Waters, W. M., and B. R. Jarrett. "Bandpass Signal Sampling and Coherent Detection." *IEEE Trans. AES-18* (November 1982), pp. 731–736.
30. Wu, Y., and J. Li. "The Design of Digital Radar Receivers." *Proc. 1997 IEEE National Radar Conf.* pp 207–210; also reprinted in the *IEEE AES Systems Magazine* 13 (January 1998) pp. 35–41.
31. Manheimer, W. M., and G. Ewell, "Cyclotron Wave Electrostatic and Parametric Amplifiers." Naval Research Laboratory, Washington, D.C., Memorandum Rep. MR/6707-97-7910, February 28, 1997.
32. Budzinsky, Yu. A., and S. P. Kantyuk. "A New Class of Self-Protecting Low-Noise



- Microwave Amplifiers." *1993 IEEE International Microwave Symp. Digest*, Atlanta GA., vol. 2, p. 1123, June, 1993. See also information on the ISTOK Web Site <http://www.istok.com>.
33. Manheimer, W. M., and G. W. Ewell. "Electrostatic and Parametric Cyclotron Wave Amplifiers." *IEEE Trans. PS-26* (August 1998), pp. 1282–1296.
  34. Barton, D. K. "The 1993 Moscow Air Show." *Microwave J.* 37 (May 1994), pp. 24–39.
  35. Taylor, J.W., Jr. Ref. 1, Sec. 3.10.
  36. Krishnam, S. "Diode Phase Detectors." *Electronic & Radio Engr* 36 (February 1959), pp. 45–50.
  37. Socci, R. J. "The Aegis Radar Receiver." *Microwave J.* 21 (October 1978), pp. 38–47.
  38. Bilotta, R. F. "Receiver Protectors: A Technology Update." *Microwave J.* 40 (August 1997), pp. 90–96.
  39. Riblet, H. J. "The Short-Slot Hybrid Junction." *Proc. IRE* 40 (February 1952), pp. 180–184.
  40. Golde, H. "Radioactive (Tritium) Ignitors for Plasma Limiters." *IEEE Trans. ED-19* (August 1972), pp. 917–928.
  41. Golde, H. "What's New with Receiver Protectors?" *Microwaves* 15 (January 1976), pp. 44–52.
  42. Roberts, N. "A Review of Solid-State Radar Receiver Protection Devices." *Microwave J.* 34 (February 1991), pp. 121–125.
  43. Ratliff, P. C., W. Cherry, M. J. Gawronski, and H. Goldie. "L-Band Receiver Protection Using Sensitivity Time Control." *Microwave J.* 19 (January 1976), pp. 57–60.
  44. Goldie, H. "Combined Receiver Protector, AGC Attenuator and Sensitivity Time Control Device." *United States Patent* 4,194,200, March 18, 1980.
  45. Nelson, T. M., and H. Goldie. "Fast Acting X-band Receiver Protector Using Varactors." *IEEE MTT Symp. Digest* (1974), pp. 176–177.
  46. Brown, N. J. "Modern Receiver Protection Capabilities with TR-Limiters." *Microwave J.* 17 (February 1974), pp. 61–64.
  47. "Product and Engineering Data, Receiver Protectors," Communication and Power Industries, Beverly Microwave Division, Beverly, MA, Brochure no. EDB-2417/273 (no date, but circa 1995)
  48. Ferguson, P., and R. D. Dokkem. "For High-Power Protection . . . Try Multipacting." *Microwaves* 13 (July 1974), pp. 52–53.
  49. Patel, S. D., and H. Goldie. "A 100 kW Solid-State Coaxial Limiter for L-band, Part I." *Microwave J.* 25 (December 1981), pp. 61–65; Part II, vol. 26, (January 1982), pp. 93–97.
  50. Hamilton, C. H. "A 1 MW C-band PIN Diode Duplexer." *1978 Conf. Proc. Military Microwaves*, pp. 103–107, Microwave Exhibitions and Publishers, Ltd., Sevenoaks, Kent, England.
  51. Rodrigue, G. P. "Circulators from 1 to 100 GHz." *Microwave J. 1989 State of the Art Reference*, vol. 32, pp. 115–132.



52. IEEE Standard Radar Definitions, *IEEE Std 686-1997*, Piscataway, NJ.
53. Wurtz, J. E. "CRT Update." *IEEE EASCON-77*, paper 12-2, 1977.
54. Some of the information in this subsection was obtained from the advertising literature of Folsom Research, Rancho Cordova, CA, and from Robert W. Cribs, the CEO of Folsom Research.
55. Werner, K. "U. S. Display Industry on the Edge." *IEEE Spectrum* 32 (May 1995), pp. 62-69.
56. Hopper, D. G. (Ed.). *Cockpit Displays V: Displays for Defense Applications*. Proc. SPIE (International Society for Optical Engineering) 3363, 1998, Bellingham, WA.
57. Aires, R. H., and G. A. Lucchi. "Color Displays for Airborne Weather Radar." *RCA Engineer* 23 (February/March 1978), pp. 54-60.

## 习题

11.1 (a) 一部由噪声系数为 1.4dB、增益为 15dB 的低噪声射频放大器,变频损耗为 6.0dB,噪声温度比为 1.2 的混频器和噪声系数为 1.0dB 的中频放大器组成的超外差接收机,求其总的噪声系数。

(b) 如果射频低噪声放大器的增益为 30dB 而不是 15dB,那么(a)中的接收机噪声系数为多大?

(c) 如果(a)中的中频放大器噪声系数为 30dB 而不是 1.0dB,那么接收机总的噪声系数应为多大? 你认为这样的变化意味着什么?

11.2 (a) 在噪声系数为  $F_r$  的接收机之前加上一个损耗为  $L_{RF}$  的射频器件,推导接收机总的噪声系数。

(b) 传输线和双工器的损耗为 1.2dB,连接到一部噪声系数为 2.3dB 的接收机上,那么传输线和双工器总的噪声系数是多大?

11.3 射频低噪声系数放大器的增益越大,则总的噪声系数越低。随着射频低噪声放大器增益的增加,会有哪些不良的影响?

11.4 当二极管混频器具有一个低噪声温度比时,求证混频器的噪声系数近似为其变频损耗与中频放大器噪声系数的乘积。

11.5 (a) 当噪声系数为  $F_{RF}$  的接收机连接到天线温度为  $T_a$  的天线上时,求证系统噪声系数  $F_s$  [式 11.7] 为

$$f_s = \frac{T_a}{T_0} + F_r$$

式中,  $T_0$  为标准温度 290K。

(b) 如果天线温度为 300K,传输线损耗为 1.5dB,接收机噪声系数为 2.6dB,那么系统噪声系数是多大?

11.6 假定在接收机噪声系数为 1.0dB 的雷达系统之前,加上一条损耗为 0.5dB 的传输线,如果天线温度为 300K,在通常情况下试图将接收机噪声系数从 1.0dB 降至 0.5dB,有何意义?

11.7 (a) 实际温度为  $T_{rd}$ 、损耗为  $L$  的天线罩与没有天线罩时噪声温度为  $T'_a$  的天线一

起使用时,求证由下式给出的天线噪声温度

$$T_a = \frac{T'_a}{L} + T_d \frac{(L-1)}{L}$$

(b) 根据上式,推导出由于天线罩的使用而使天线噪声温度  $\Delta T_a = T_a - T'_a$  的变化。

(c) 采用(a)中的结果,系统噪声系数应是多大?

(d) 当接收机噪声系数为 2.6dB,传输线损耗为 1.5dB,天线噪声温度为 110K,天线罩实际温度为 310K 及天线罩损耗为 0.6dB 时,系统噪声温度是多大?

11.8 (a) 求频率响应函数  $H(f) = (1 + jf/B)$  的网络噪声带宽[式(2.3)],式中  $B$  为半功率点带宽。

(b) 上述网络是一个单级低通 RC 滤波器,求出单级 RLC 带通网络噪声带宽表达式(通过验证的方式来完成)。

(c) 求具有高斯型响应  $\exp[-a^2(f-f_0)^2]$ ,当  $f > 0$  的低通滤波器噪声带宽。

11.9 为什么采用双变频超外差接收机代替单变频接收机? 采用双变频接收机有些什么缺点?

11.10 在接收机动态范围内本振会产生什么影响?

11.11 带有混频器前置端的接收机,其噪声系数为 6.6dB,在混频器前端置入噪声系数为 1.2dB,增益为 10dB 的低噪声放大器(LNA)以降低接收机的总噪声系数。

(a) 由于混频器的噪声,接收机新的噪声系数应为多大? 接收机动态范围会减少多大?

(b) 如果 LNA 的增益增高到 20dB,则接收机噪声系数应为多大? 动态范围减少多大?

11.12 为什么双工器有时接一个二极管限幅器作为接收机保护器?

11.13 双工器为什么通用于具有 10% 占空因素与  $0.1\mu\text{s}$  脉冲持续期的脉冲多普勒雷达?

11.14 采用全固态双工器有些什么缺陷?

11.15 对气体放电收发管的使用寿命而言,什么是正常情况或标准情况?

11.16 就  $1\mu\text{s}$  脉冲宽度与 10% 占空因素的一部高脉冲重复频率的脉冲多普勒雷达而言;

(a) 如果接收机保护器的恢复时间为  $1.5\mu\text{s}$ ,则距离覆盖范围的哪小部分是空白的?

(b) 如果采用 30ns 恢复时间的静电放大器,则距离覆盖范围内的哪小部分将是空白的?